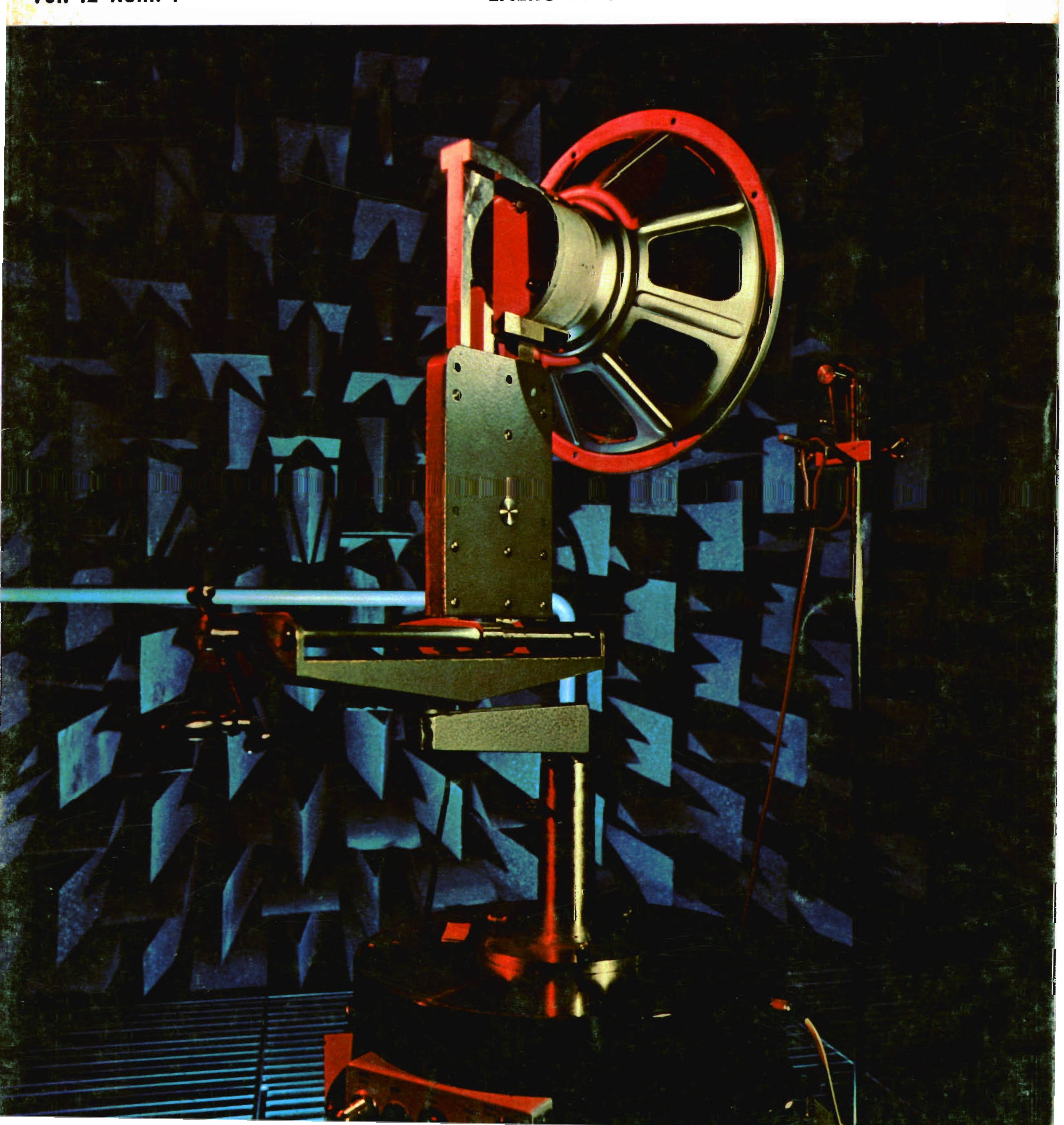
REVISTA "Miniwatt"

Vol. 12-Núm. 1 ENERO 1973 25 Ptas.



SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES (UNIDADES S.I.)

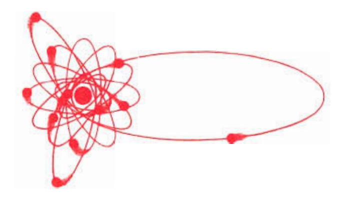
MAGNITUDES	UNIDADES	SIMBOLOS	
UNIDADES FUNDAMENTALES			
Longitud	metro	m	
Masa	kilogramo	kg	
Tiempo	segundo	s	
Temperatura termodinámica	grado Kelvin	°K	
Intensidad de corriente eléctrica	amperio	A	
Intensidad luminosa	candela	cd	
Cantidad de materia	mol	mol	
UNIDADES SUPLEMENTARIAS			
Angulo plano	radián (radiante)	rad	
Angulo sólido	estereorradián (estereorradiante)	sr	
UNIDADES DERIVADAS			
Superficie	metro cuadrado		m^2
Volumen	metro cúbico		m^3
Frecuencia	hertzio (hertz)	Hz	s^{-1}
Densidad	kilogramo por metro cúbico		kg/m^3
Velocidad	metro por segundo		m/s
Velocidad angular	radián por segundo		rad/s
Aceleración	metro por segundo, por segundo		m/s^2
Aceleración angular	radián por segundo, por segundo		rad/s^2
Fuerza	newton	N	$kg \cdot m/s^2$
Presión	pascal	Pa	N/m^2
Viscosidad cinemática	metro cuadrado por segundo		m^2/s
Viscosidad dinámica	pascal por segundo	Pa.s	$N \cdot s/m^2$
Trabajo, energía, cantidad de calor	julio	J	$N \cdot m$
Potencia	vatio	W	J/s
Cantidad de electricidad	culombio	C	$A \cdot s$
Tensión eléctrica, diferencia de potencial, fuerza electromotriz	voltio	V	W/A
Intensidad de campo eléctrico	voltio por metro		V/m
Resistencia eléctrica	ohmio	Ω	V/A
Conductancia	siemens	S	A/V
Capacidad eléctrica	faradio	F	$A \cdot s/V$
Flujo magnético	weber	Wb	$V \cdot s$
Inductancia	henrio	H	$V \cdot s/A$
Inducción magnética	tesla	T	Wb/m^2
Intensidad de campo magnético	amperio por metro		A/m
Fuerza magnetomotriz	amperio	A	
Flujo luminoso	lumen	lm	$cd \cdot sr$
Luminancia	candela por metro cuadrado		cd/m^2
Iluminación	lux	lx	lm/m^2

MULTIPLOS	PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
	tera	T	10^{12}
	giga	G	10^9
	mega	M	10^6
	kilo	k	10^3
	hecto	h	10^2
	deca	da	10

SUBMULTIPLOS	PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
	deci	d	10^{-1}
	centi	c	10^{-2}
	mili	m	10^{-3}
	micro	μ	10^{-6}
	nano	n	10^{-9}
	pico	p	10^{-12}
	femto	f	10^{-15}
	atto	a	10^{-18}

REVISTA Miniwatt

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
MARIA ROSA BORRÁS

Compaginación:
MAURICIO RAMOS LÓPEZ

Suscripciones:
CARMEN GARCÍA MARTÍNEZ

Publicada por:

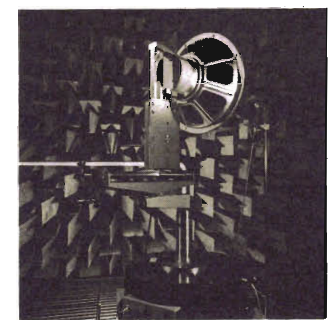
COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCIÓN ANUAL
(11 números) 200 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 25 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

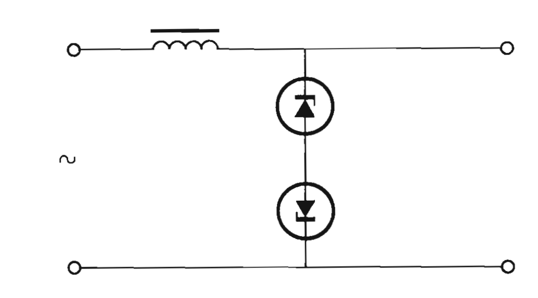


Ensayo de un altavoz en una cámara anecoica, con paredes recubiertas de poliuretano que absorbe las reflexiones del sonido

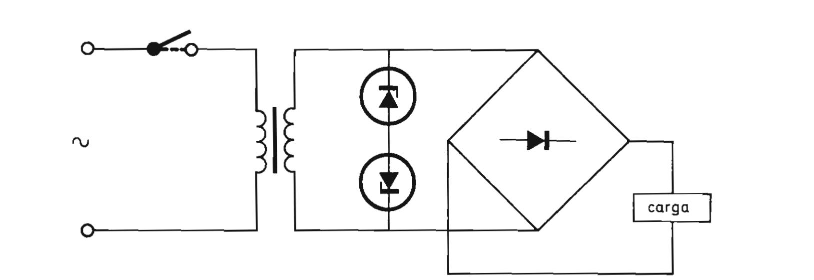
ÍNDICE

VOLUMEN 12 - Número 1 **ENERO 1973**

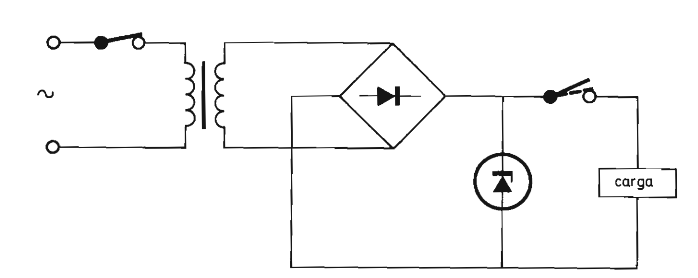
APLICACION DE LOS DIODOS SUPRESORES DE TRANSITORIOS



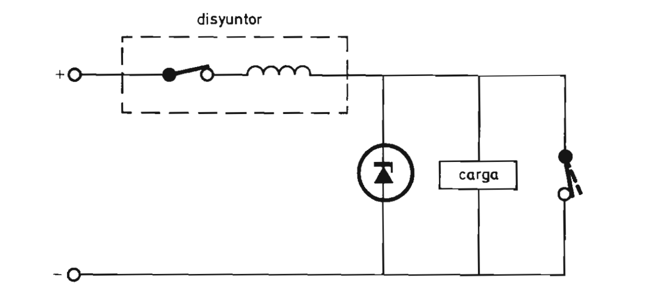
Supresión de transitorios en alimentación de c.a.



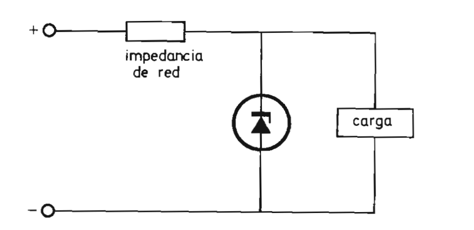
Supresión de transitorios producidos por la activación y desactivación del primario de un transformador.



Supresión de transitorios producidos por la conmutación de la carga.



Supresión de transitorios producidos por cortocircuito de la carga.



Protección contra transitorios de la red.

FILTROS ACTIVOS, AMPLIFICADORES Y EL **TAA 960**

Aunque el TAA960 está adaptado principalmente a la construcción de filtros activos, es también un buen amplificador. Este artículo trata, pues, de dos temas: en su mayor parte está dedicado a los filtros activos de paso de banda y con alguna explicación adicional se cubren también los filtros de paso-alto y de paso-bajo; luego, examina brevemente las aplicaciones como amplificador.

1. INTRODUCCION

Actualmente está tan extendida la miniaturización que sorprende hallar algo que se resista a una mayor reducción de tamaño. Hasta hace poco, sin embargo, esto sucedía con los filtros de baja frecuencia. En cierto sentido, baja frecuencia significaba componentes voluminosos y nadie parecía inquietarse en preguntar por qué. La razón era que estos circuitos eran pasivos.

Si se utiliza un amplificador para convertir el filtro en un circuito activo, se consigue una considerable reducción de tamaño de los componentes que determinan la frecuencia. Por supuesto no era difícil obtener un amplificador pequeño, pero el problema así no quedaba completamente resuelto. Aunque eran más compactos, los primeros filtros activos también resultaban más caros que sus equivalentes pasivos. Es un circuito integrado el que dio la solución: el TAA960.

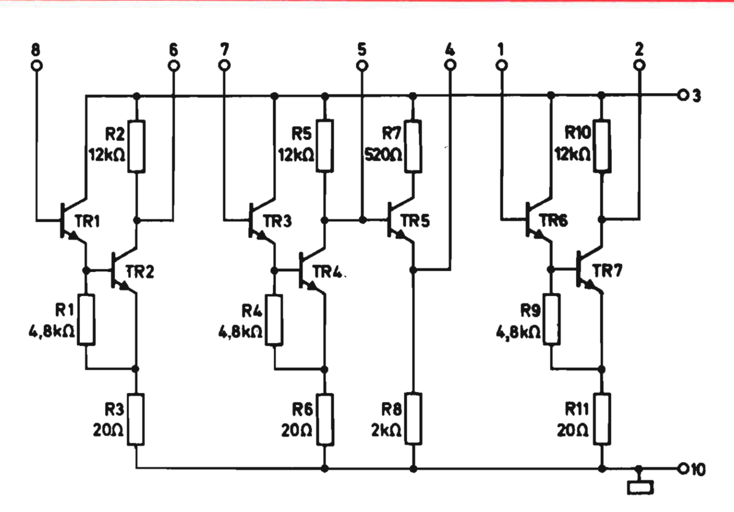


Figura 1.1. Esquema del circuito integrado TAA960

El TAA960

El circuito integrado TAA960 consta de tres amplificadores. La pastilla está encerrada en una cápsula TO-74, de altura reducida. La figura 1.1 representa el circuito del TAA960; puede apreciarse que, excepto la línea de alimentación y el substrato, los tres amplificadores son independientes. Uno de los amplificadores está provisto de un seguidor de emisor; en lo demás, los tres son idénticos.

Las características principales del TAA960 son:
–amplio margen de frecuencia (hasta 150 kHz),
–buena estabilidad de la frecuencia ($< 0{,}04$ %/°C),
–elevado factor de calidad ($Q \geqslant 50$), y
–funcionamiento estable en un amplio margen de temperaturas (–25 a +65°C).

Utilizados por separado, la ganancia típica en tensión de cada amplificador es de unos 39 dB; si se conectan en cascada, la ganancia es del orden de 117 dB. La tensión de alimentación que necesita es de 6 V nominales (terminales 3 y 10). La resistencia de entrada mínima (en los terminales 1, 7 y 8) es de 25 kΩ. Los valores típicos de resistencia de salida son 9 kΩ en los terminales 2, 5 y 6, y de 500 Ω en el terminal 4 (si se utiliza el seguidor de emisor *TR*5).

2. FILTROS ACTIVOS CON EL TAA960

Los filtros activos presentan muchas ventajas frente a los pasivos; la principal de ellas es su mayor selectividad. La frecuencia de resonancia de un filtro pasivo viene determinada por la raíz cuadrada de *LC*, mientras que en un filtro activo la frecuencia de resonancia está determinada directamente por el producto *RC*. El empleo de resistores en vez de inductores permite elegir más adecuadamente los valores de los componentes que determinan la frecuencia. Otra de las ventajas al utilizar resistores consiste en el gran ahorro de tamaño, peso y coste del filtro, especialmente notable para frecuencias inferiores a 100 Hz. Actualmente se dispone de amplificadores integrados muy pequeños y baratos, y por tanto el filtro activo puede ser una opción mucho más conveniente que el filtro pasivo.

Principios de los filtros activos

La parte activa de un filtro puede constar de un cierto número de circuitos amplificadores conectados en un anillo, o lazo. Determinados puntos del lazo se utilizan como entrada y salida. Los componentes conectados entre los amplificadores se eligen de forma que proporcionan el tipo de realimentación correcto; también determinarán las características de frecuencia del circuito. La ganancia total, o en lazo cerrado, debe ser menor que la unidad, para evitar la presencia de distorsiones, pero la ganancia en lazo abierto (de la entrada a la salida) puede ser mucho más elevada.

La característica de frecuencia del filtro se determina, en parte, por la elección de los puntos de entrada y de salida. En términos generales, esta elección hará que la característica del circuito sea la de un filtro de paso-alto, de paso de banda o de paso-bajo. En este apartado trataremos principalmente de la construcción de filtros de paso de banda, cuyas frecuencias centrales estén comprendidas entre 20 Hz y 150 kHz. Sólo se hará una breve referencia a los filtros de paso-alto y de paso-bajo, dado que muchas de las consideraciones relativas a los filtros de paso de banda son aplicables también a estos circuitos.

2.1. Filtros activos de paso de banda

La figura 2.1 representa el circuito básico del filtro activo de paso de banda. Sólo requiere ocho componentes: el TAA960, cinco resistores y dos condensadores. Por razones prácticas, los cuatro resistores *R*2, *R*3, *R*4 y *R*5 tienen el mismo valor, así como los condensadores *C*1 y *C*2. Un análisis exacto indica que esta elección da un circuito particularmente no-crítico: los componentes pueden tener tolerancias relativamente amplias sin mucha influencia en las propiedades del circuito ni en los riesgos de inestabilidad.

El resistor *R*1 determina la ganancia de lazo del filtro. La salida se toma en el seguidor de emisor, pues esto reduce la carga del segundo paso amplificador y mantiene el filtro más o menos independiente de cualquier otra carga producida por el circuito externo.

La frecuencia de resonancia, f_0, se calcula con la fórmula

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

siendo $R = R2 = R3 = R4 = R5$ y $C = C1 = C2$

La función de transferencia de un filtro activo (en función de la frecuencia) da flancos muy abruptos sin pérdida de amplitud en la señal. La selectividad de un filtro pasivo (con componentes *LC*) no es tan buena: con un nivel de amortiguamiento aceptable, la función de transferencia de un filtro pasivo tiene flancos comparativamente planos.

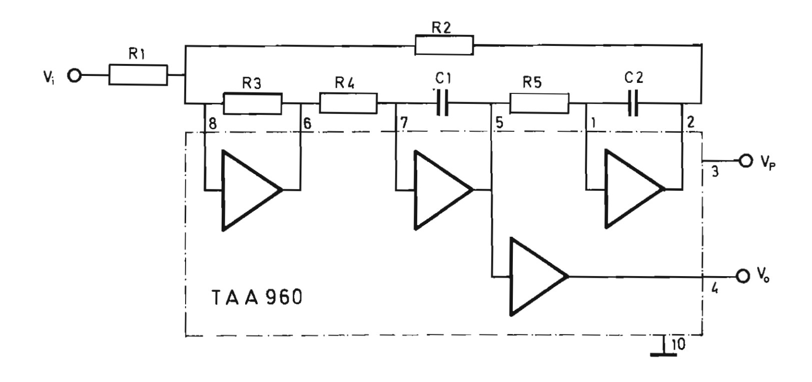


Figura 2.1. Circuito básico del filtro activo de paso de banda

Hemos dicho que el margen de la frecuencia central de los filtros de paso de banda es de 20 Hz a 150 kHz. Más exactamente podemos decir que éste es el margen de frecuencias en el cual el factor *Q* del circuito es igual a 45 o más. Es posible obtener frecuencias centrales por encima y por debajo de estos valores, pero el factor *Q* disminuye. Por encima de 150 kHz los elementos parásitos del circuito hacen bajar el factor *Q*.

Pueden obtenerse frecuencias de resonancia inferiores a 20 Hz aumentando el valor de *C* y manteniendo el mismo valor de *R*. No obstante, no es fácil disponer de condensadores de valor elevado con pocas pérdidas, lo cual reduce también el factor *Q*. Por debajo de 20 Hz la estabilidad del filtro también se degrada. Esta inestabilidad está originada por la influencia de la temperatura en los condensadores. (Se ha logrado una frecuencia de resonancia de hasta 1 Hz utilizando los valores adecuados de *R*, *C* y *R*1, pero se trataba de un montaje puramente experimental.)

Así podemos decir que el margen normal de frecuencias de trabajo del filtro de paso de banda con el circuito integrado TAA960 es de 20 Hz a 150 kHz, y dentro de este margen se obtiene siempre el factor *Q* especificado. El desfase entre la entrada y la salida es despreciable y la inestabilidad en frecuencia (con respecto a variaciones de temperatura) puede hacerse insignificante eligiendo correctamente condensadores de polistireno y resistores de película metálica. A continuación se examinarán otros aspectos del funcionamiento dentro de este margen de frecuencias.

La figura 2.2 muestra la dependencia del factor *Q* con respecto al valor de *R*, para dos niveles de la tensión de alimentación. El valor de *C* no tiene prácticamente influencia en el factor *Q* hasta unos 150 kHz. Las curvas pasan por un máximo aplanado entre 10 kΩ y 20 kΩ aproximadamente, disminuyendo rápidamente hacia los valores inferiores de *R* y menos rápidamente para valores de *R* más altos.

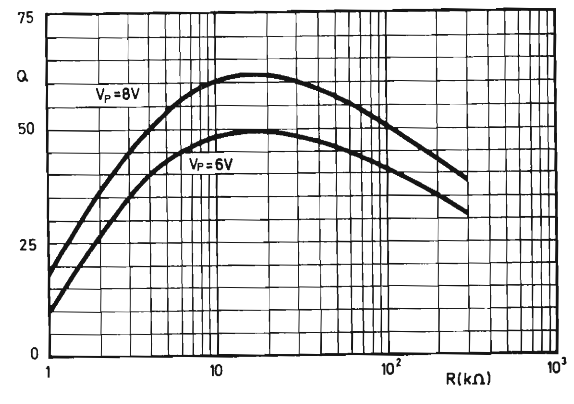


Figura 2.2. Relación entre *Q* y *R* para dos valores de la tensión de alimentación (R = R2 = R3 = R4 = R5; C = C1 = C2)

Por supuesto, hay casos en los que es necesario un factor *Q* menor que 45, y puede obtenerse el valor deseado disminuyendo el valor de *R*. No obstante, no es conveniente hacer *R* mucho menor que 5 kΩ, pues esto tiene consecuencias adversas sobre otras propiedades del circuito. Puede obtenerse una mejor reducción del factor *Q* dando valores distintos a *R*2, *R*3, *R*4 y *R*5 (fig. 2.1). Por ejemplo, si se mantiene la condición *C* = *C*1 = *C*2, pero se hace *R*2 = *R*3 = 10 kΩ y *R* = *R*4 = *R*5, el factor *Q* dependerá entonces de *R*, como se indica en la figura 2.3. Pueden obtenerse factores *Q* muy bajos conectando resistores de amortiguación en paralelo con *C*1 y *C*2 (esto es útil en el diseño de filtros de paso-bajo y paso-alto).

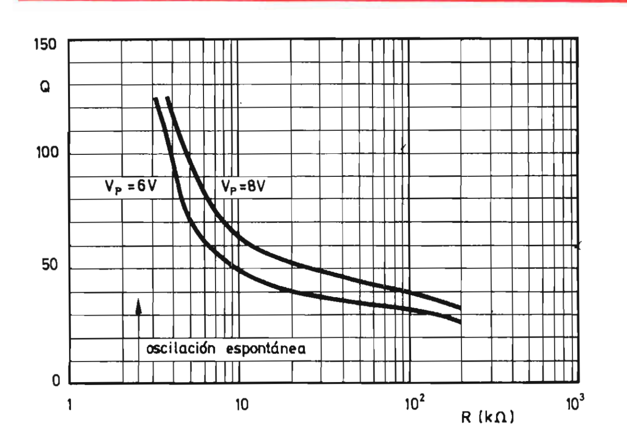


Figura 2.3. Relación entre Q y R para dos valores de la tensión de alimentación (R = R4 = R5; R2 = R3 = 10 kΩ; C = C1 = C2)

la tensión de salida, V_0, en un circuito dado que trabaje con todas las demás condiciones fijas. El efecto de la variación de la tensión de alimentación en estos parámetros está representado en la figura 2.6 (corresponde a un filtro de frecuencia central de 1,66 kHz con tensión de alimentación nominal de 6 V). Para otras frecuencias de resonancia pueden obtenerse curvas similares.

La tensión de salida es el parámetro más afectado por los cambios de temperatura, como se indica en la figura 2.7: hay cambios menores en la frecuencia de resonancia y en el factor Q. La figura 2.7 puede considerarse típica de las variaciones que se presentan en la frecuencia de resonancia de 5,7 kHz aproximadamente. En un caso real, todo el filtro está sometido a los mismos cambios de temperatura: éste fue el procedimiento adoptado para obtener las curvas de la figura 2.7.

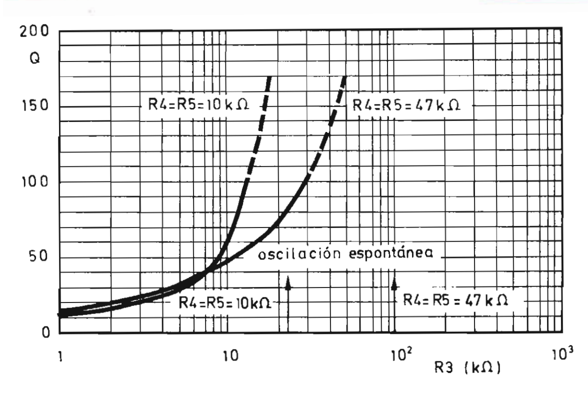


Figura 2.4. Relación entre Q y $R3$, con $R2$ constante e igual a 10 kΩ. (V_p = 8 V; C = C1 = C2)

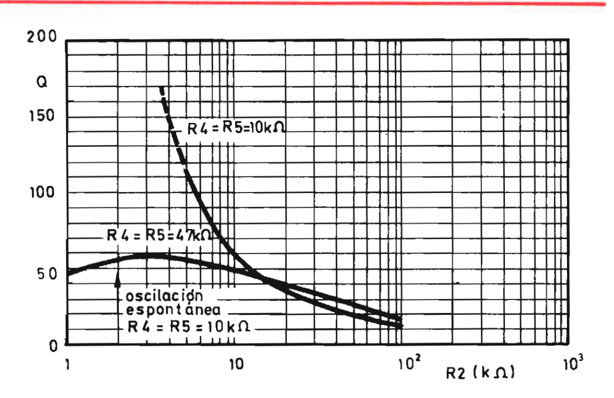


Figura 2.5. Relación entre Q y $R2$, con $R3$ constante e igual a 10 kΩ. (V_p = 8 V; C = C1 = C2)

El factor Q aumenta linealmente al disminuir el valor de R, tendiendo a infinito para R aproximadamente igual a 2,5 kΩ, es decir que se producen oscilaciones espontáneas alrededor de este valor de R. (El valor exacto de R dependerá de la tensión de alimentación y de las tolerancias de los componentes.)

El factor Q depende mucho también de la relación entre $R3$ y $R2$. La figura 2.4 indica cómo varía el factor Q en función de $R3$, para dos valores diferentes de $R = R4 = R5$. El resistor $R2$ se mantiene constante, e igual a 10 kΩ. Lo contrario se indica en la figura 2.5, es decir, aquí $R3$ se fija a 10 kΩ.

Como puede verse en estos gráficos, el factor Q aumenta al aumentar $R3$ (por encima de un cierto valor límite de $R3$) y disminuye con $R2$ (por debajo de un cierto valor límite de $R2$). En ciertas circunstancias el aumento del factor Q puede ser suficientemente fuerte para producir oscilaciones espontáneas.

Una variación en la tensión de alimentación producirá fluctuaciones en el factor Q, la frecuencia central, f_0, y

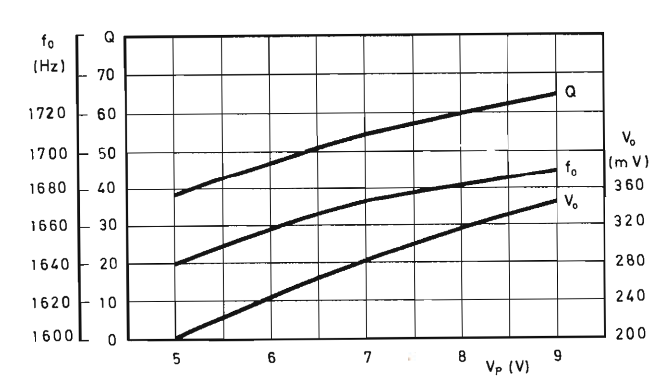


Figura 2.6. Influencia de las variaciones de la tensión de alimentación en Q, f_0 y V_0. (V_i = 270 mV; R1 = 470 kΩ; R_L > 10 kΩ; R = 10 kΩ)

Los cambios de temperatura afectan al valor de la capacidad en proporción mucho mayor que a los valores de los resistores, por lo que su dependencia de la temperatura debe considerarse cuidadosamente al elegir el tipo

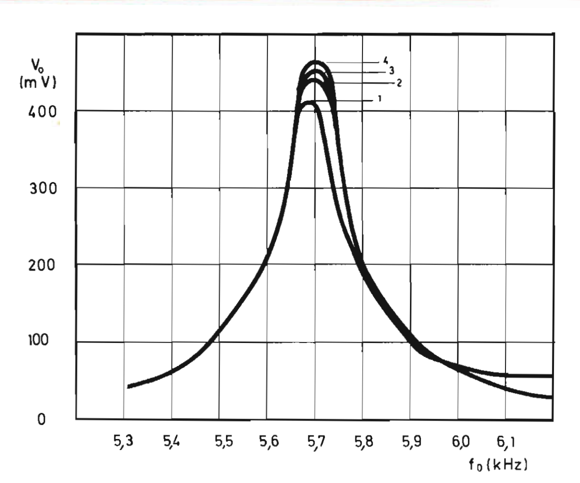


Figura 2.7. Influencia de las variaciones de temperatura sobre la respuesta

Curva 1: $T_{amb} = 60°C$; $Q = 50{,}5$; $f_0 = 5.693$ kHz; $V_o = 418$ mV
Curva 2: $T_{amb} = 20°C$; $Q = 57$; $f_0 = 5{,}699$ kHz; $V_o = 443$ mV
Curva 3: $T_{amb} = 0°C$; $Q = 60{,}5$; $f_0 = 5{,}700$ kHz; $V_o = 455$ mV
Curva 4: $T_{amb} = -20°C$; $Q = 60{,}5$; $f_0 = 5{,}697$ kHz; $V_o = 459$ mV

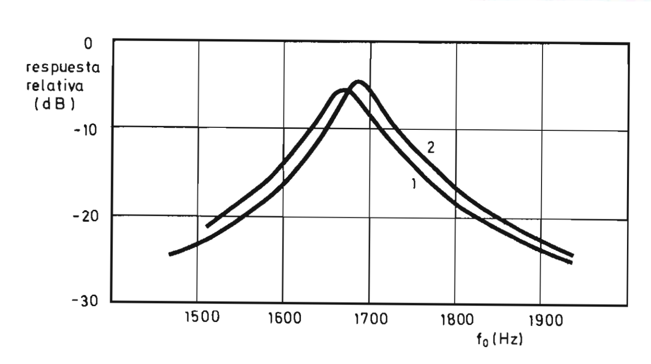
de condensador. La comparación entre las curvas de las figuras 2.8(a) y 2.8(b) refuerza este punto: el valor del condensador es el mismo, pero el tipo es distinto.

El factor Q puede disminuir notablemente si la tensión de entrada es suficientemente alta para causar distorsión de la forma de onda de salida. El gráfico de la figura 2.9 muestra este efecto muy claramente.

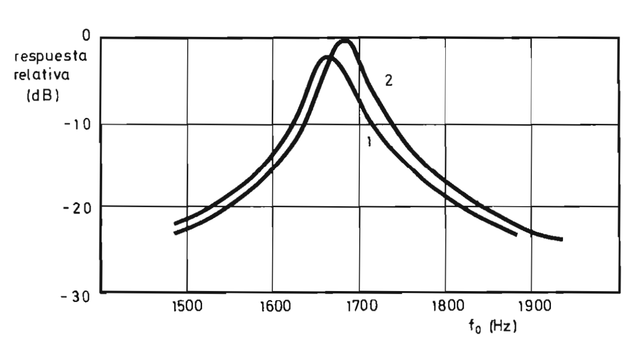
Puede ser de interés mencionar aquí que las tensiones de señal en los colectores de $TR2$, $TR4$ y $TR7$ son (aproximadamente) iguales a la frecuencia de resonancia sólo si $R3/R2 = 1$ y $R4C1/R5C2 = 1$. Si estas relaciones difieren mucho de 1, entonces, bajo ciertas circunstancias, la máxima tensión de salida no vendrá determinada por el inicio de sobremodulación del paso de salida, sino por el de otro paso: la máxima tensión de salida sin distorsión será más pequeña.

Variando el valor del resistor de entrada $R1$, variará la tensión de salida. La figura 2.10 muestra este efecto si todas las demás condiciones del circuito son estables.

Un valor típico de $R1$ es 470 kΩ, pero el circuito de muestra medido dio ganancia unidad a 420 kΩ. Normalmente, el valor de $R1$ está determinado por una relación de tensión entrada-salida comprendida entre 0,90 y 1,1, pero también hay una relación directa entre la ganancia del circuito y la tensión de alimentación, lo que hace que la elección del valor de $R1$ dependa algo de la tensión de alimentación.



(a) Curva 1: $V_P = 6$ V; $V_{O\,(máx)} = 134$ mV; $Q = 33{,}4$.
Curva 2: $V_P = 8$ V; $V_{O\,(máx)} = 158$ mV; $Q = 36{,}7$.



(b) Curva 1: $V_P = 6$ V; $V_{O\,(máx)} = 192$ mV, $Q = 46{,}4$.
Curva 2: $V_P = 8$ V; $V_{O\,(máx)} = 244$ mV; $Q = 58{,}1$.

Figura 2.8. Influencia de cambios en la tensión de alimentación sobre la respuesta, con condensadores (a) de poliéster y (b) de polistireno. (C = 9000 pF; R = 10 kΩ; V_i = 210 mV)

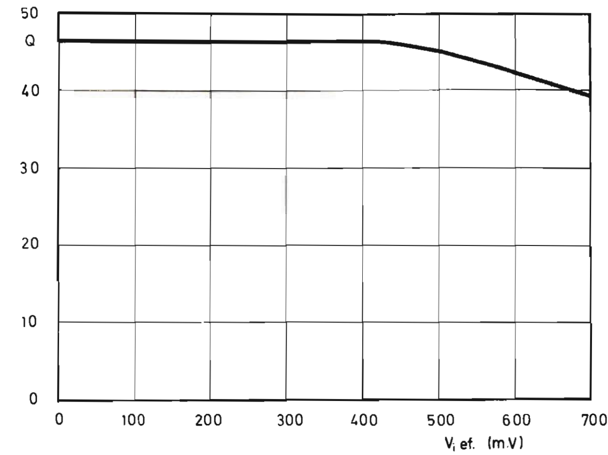


Figura 2.9. Q en función de la resistencia de entrada $R1$ ($V_p = 6$ V; R1 = 470 kΩ; $R_L = 10$ kΩ; R = 10 kΩ)

La carga externa del filtro también tiene cierta influencia sobre la tensión de salida. En el circuito básico (fig. 2.1), el seguidor de emisor tiene una resistencia de salida típica de 500 Ω. Si la resistencia de carga del circuito exterior es menor que 1 kΩ aproximadamente, habrá una cierta caída en la tensión de salida. Esto se

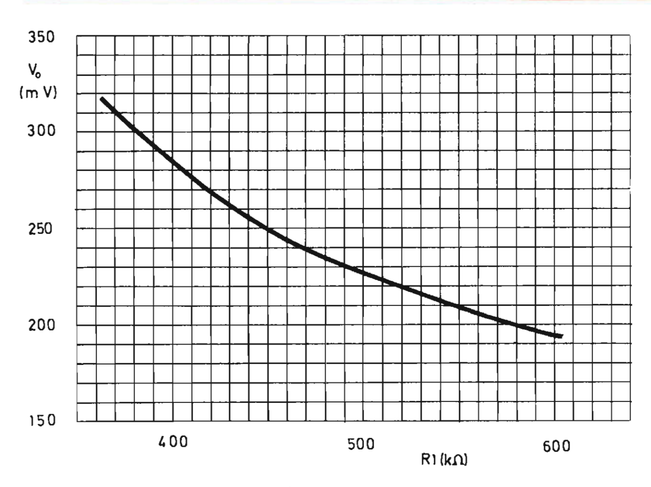


Figura 2.10. V_O en función de la resistencia de entrada $R1$ (V_p = 6 V; V_i = 270 mV; R_L = 10 kΩ; R = 10 kΩ)

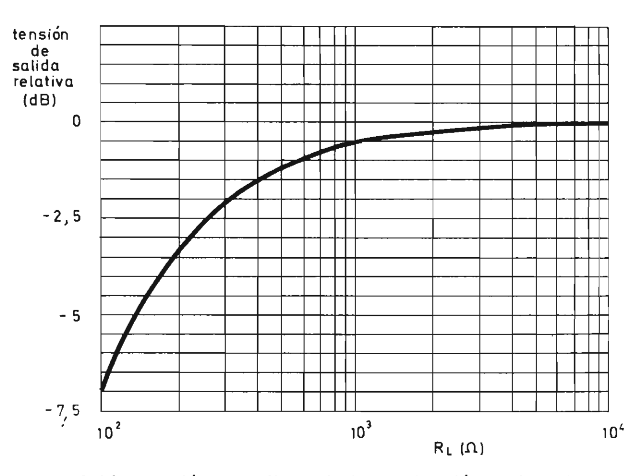


Figura 2.11. Tensión de salida relativa en función de la resistencia de carga del seguidor de emisor (V_i = 270 mV; R1 = 470 kΩ; R = 10 kΩ)

muestra en el gráfico de la figura 2.11 que representa la curva típica de tensión de salida del seguidor de emisor. Puede verse qué variaciones en la resistencia de carga por debajo de 1 kΩ producen notables fluctuaciones en la tensión de salida. Por encima de 1 kΩ la estabilidad es mayor.

Habiendo explicado la influencia de los diversos parámetros, puede comprenderse ahora que la satisfactoria aplicación del TAA960 en filtros de paso de banda activos reside principalmente en la cuidadosa selección de resistores y condensadores. El TAA960 puede considerarse como una constante. Se ha comprobado la influencia del TAA960 conectando una serie de éstos en el mismo circuito y midiendo los mismos parámetros. Sólo se detectaron variaciones mínimas en las principales características. La máxima desviación en el factor Q fue del ± 2 % y la dispersión total en f_0 (nominalmente fijada en 6 kHz) fue del 0,1 %.

Es posible una gran variedad de modificaciones del circuito básico. La conexión de un condensador en paralelo con $R4$ (fig. 2.1) hace disminuir el factor Q. Aumentando el valor de este condensador aumentará el ancho de banda. Pueden realizarse filtros sintonizables, empleando un potenciómetro doble en vez de $R4$ y $R5$. Si $C1$ y $C2$ se sustituyen por grupos de condensadores conmutables, aumenta la gama de frecuencias sintonizables. En otras versiones del circuito básico, puede utilizarse la resonancia correspondiente a ciertos valores de R para generar oscilaciones.

2.2. Filtros activos de paso-alto y de paso-bajo

Como se indicó en la sección anterior, pueden realizarse filtros de paso-alto y de paso-bajo, modificando adecuadamente el circuito básico del filtro de paso de banda. El lazo de los amplificadores puede ser reorganizado para obtener el filtro requerido.

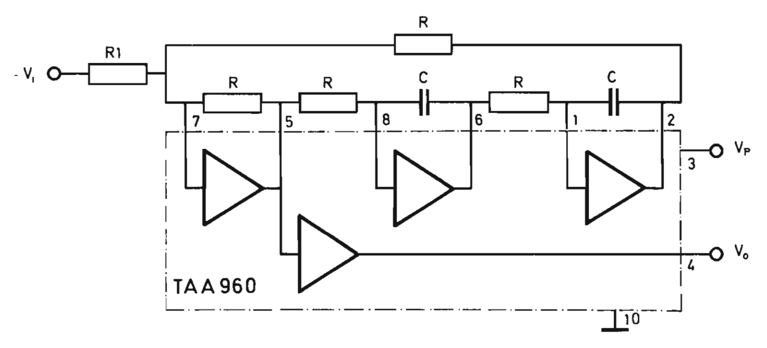


Figura 2.12. Filtro activo de paso-alto

Los circuitos de las figuras 2.12 y 2.13 corresponden a filtros de paso-alto y de paso-bajo respectivamente. Las conexiones del amplificador han sido modificadas y se usan diferentes puntos de entrada: el seguidor de emisor se conserva como excitador de salida final por las mismas razones que en el filtro de paso de banda. La figura 2.14 muestra el tipo de curva obtenido con un filtro de paso-alto.

7 y 8 y la resistencia de salida, R_o, de 9 kΩ en los terminales 2, 5 y 6. La resistencia de salida del seguidor de emisor vale 500 Ω aproximadamente en el terminal 4.

La resistencia de entrada en lazo cerrado viene dada por

$$R_{in} = R_1 + \frac{R_f R_o R_i}{(R_f + R_o + R_i) + G_o R_i}, \qquad (2)$$

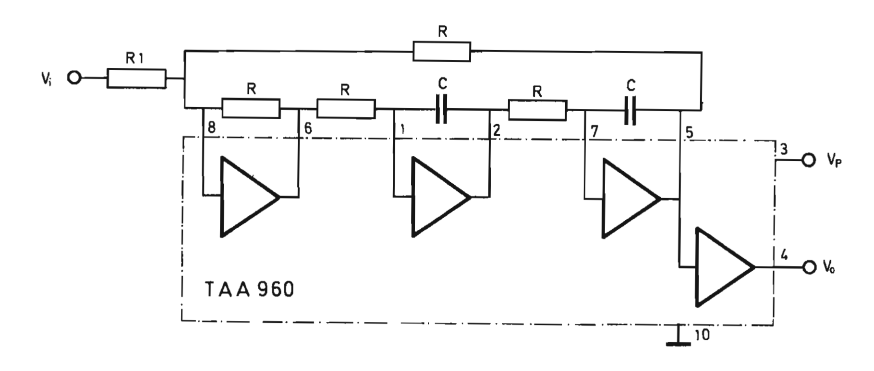


Figura 2.13. Filtro activo de paso-bajo

3. EL TAA960 COMO AMPLIFICADOR

La elevada ganancia y el ancho de banda son dos características del TAA960 gracias a las cuales resulta útil como amplificador en una amplia gama de aplicaciones. Este apartado indica algunas de estas aplicaciones. Se presentan dos montajes amplificadores, junto con los valores adecuados de resistores y condensadores (los cuales proporcionan realimentación y la compensación de frecuencia, respectivamente). Estos valores están tabulados para dar varios ejemplos de cada montaje.

Además de su dependencia de la característica en lazo abierto, la ganancia en lazo cerrado de cada paso amplificador, G_c, está también influida por la red de alimentación. La figura 3.1 muestra el circuito equivalente de un paso amplificador.

La ganancia en lazo cerrado es

$$G_c = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_o R_i - G_o R_i R_f}{(R_f + R_o) R_i + R_1 (R_f + R_o + R_i) + G_o R_i R_1}, \qquad (1)$$

en donde R_f es la resistencia de realimentación y G_o la ganancia en lazo abierto. En la figura 3.2 la ganancia en lazo abierto vale, aproximadamente, 120. La resistencia de entrada R_i es del orden de 25 kΩ en los terminales 1,

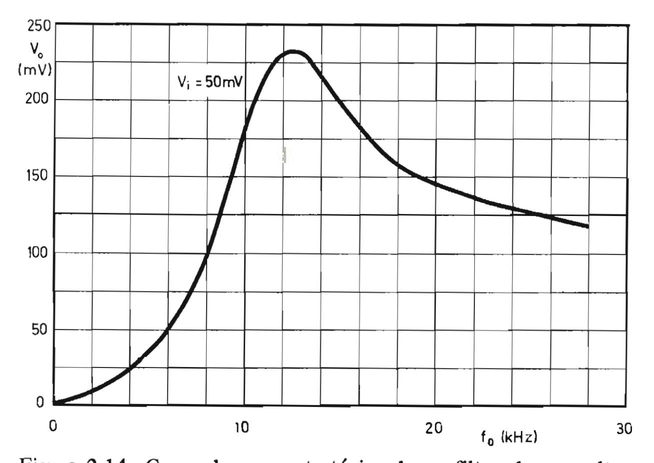


Figura 2.14. Curva de respuesta típica de un filtro de paso-alto

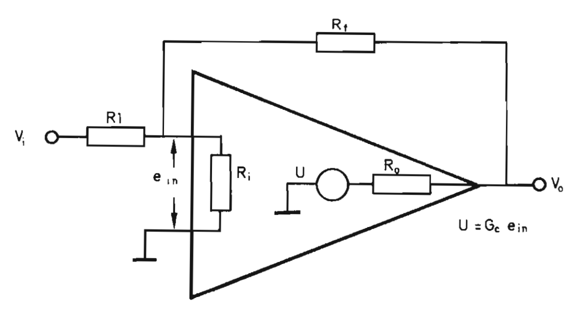
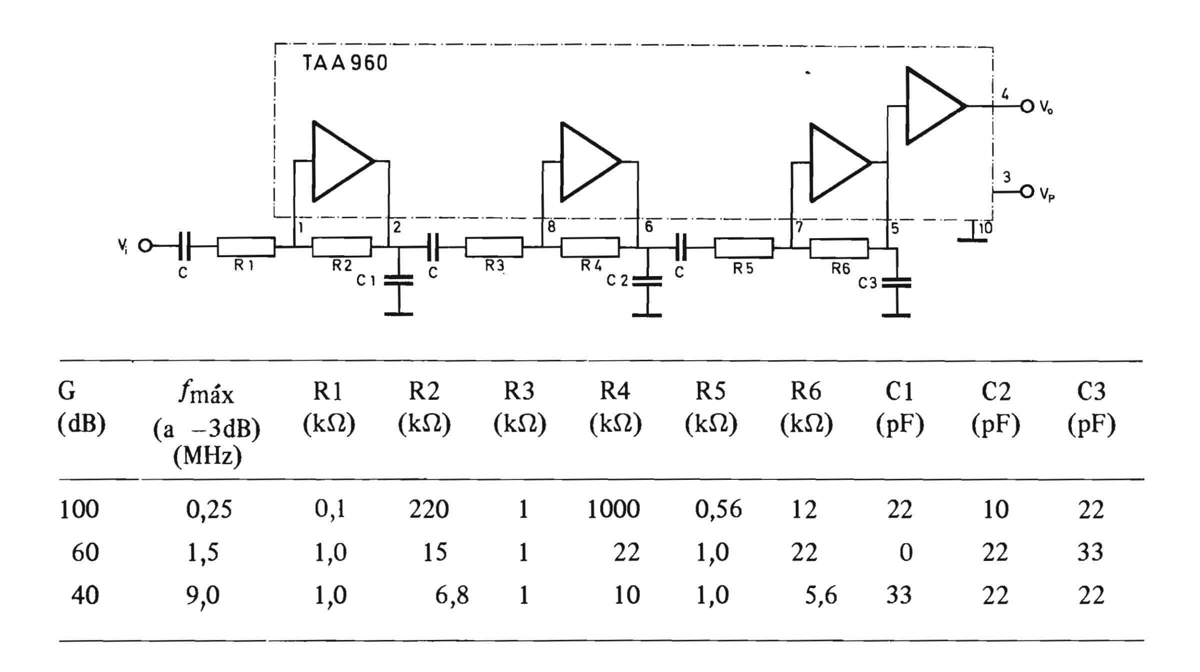
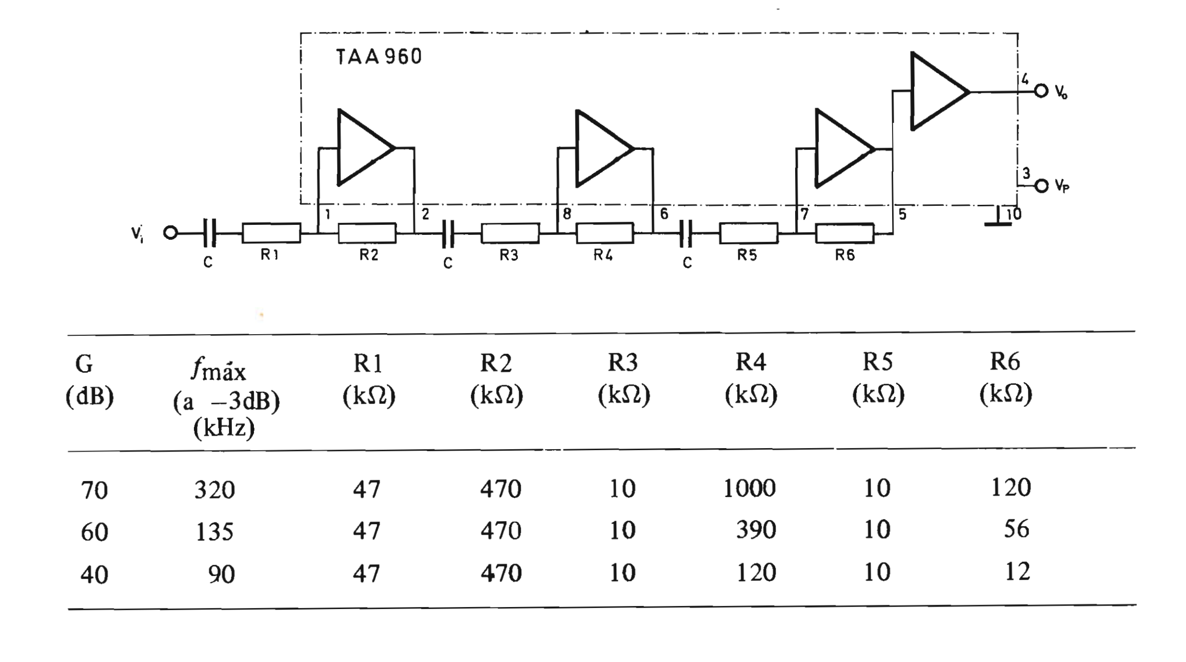


Figura 3.1. Circuito equivalente de un paso amplificador



G (dB)	*f*máx (a –3dB) (MHz)	R1 (kΩ)	R2 (kΩ)	R3 (kΩ)	R4 (kΩ)	R5 (kΩ)	R6 (kΩ)	C1 (pF)	C2 (pF)	C3 (pF)
100	0,25	0,1	220	1	1000	0,56	12	22	10	22
60	1,5	1,0	15	1	22	1,0	22	0	22	33
40	9,0	1,0	6,8	1	10	1,0	5,6	33	22	22

Figura 3.2. Amplificadores con el TAA 960. ($V_p = 8$ V; $V_o = 500$ mV; $C = 0{,}1$ μF)



G (dB)	*f*máx (a –3dB) (kHz)	R1 (kΩ)	R2 (kΩ)	R3 (kΩ)	R4 (kΩ)	R5 (kΩ)	R6 (kΩ)
70	320	47	470	10	1000	10	120
60	135	47	470	10	390	10	56
40	90	47	470	10	120	10	12

Figura 3.3. Amplificadores con el TAA960. ($V_p = 8$ V; $V_o = 500$ mV; $C \approx 0{,}1$ μF)

y la de salida en lazo cerrado, por

$$R_{\text{out}} = R_o\left(\frac{R_1(R_f + R_i) + R_f R_i}{G_o R_i R_1}\right). \tag{3}$$

Efectuando aproximaciones en estas ecuaciones, tenemos

$$G_c = -\frac{R_f}{R_1}, \tag{1a}$$

$$R_{\text{in}} = R_1 + \frac{R_f}{G_o}, \tag{2a}$$

$$R_{\text{out}} = R_o \frac{1 + \dfrac{R_f}{R_1}}{G_o}. \tag{3a}$$

Si se aplica realimentación negativa a un amplificador, sus características pasan a depender de los elementos de realimentación. No obstante, para evitar oscilaciones, hay que prestar mucha atención a las características en lazo abierto del amplificador si se aplica una gran realimentación.

La ganancia en lazo abierto es uno de los factores que afecta a las redes de compensación de frecuencia (que son necesarias para estabilizar el amplificador); los otros factores son la resistencia de entrada y de salida, y la respuesta en frecuencia del amplificador. Puesto que la respuesta del amplificador está limitada por capacidades internas, poco puede hacerse para aumentar la realimentación sin originar oscilaciones.

El procedimiento más sencillo para construir un amplificador realimentado que sea estable con grandes proporciones de realimentación consiste en derivar a masa los terminales 2, 5 y 6 con condensadores adecuados. Si la pérdida de ganancia causada por estos condensadores empieza a una frecuencia demasiado baja, la ganancia del lazo puede resultar menor que la unidad antes de que otros elementos del circuito introduzcan desfases adicionales. Un circuito compensado será un circuito estable, pero no dará todo el ancho de banda factible: cuanto mayor sea el condensador de derivación, más estable será el circuito y más estrecha la banda pasante.

Las figuras 3.2 y 3.3 muestran dos tipos de amplificador y las tablas indican los valores de los componentes requeridos para cada valor de la ganancia.

CONVERTIDOR DE C.C. A C.C. DE 400W CON DOS TRANSISTORES **BDY 93**

Presentamos un nuevo convertidor de c.c. a c.c. que puede ser empleado en diferentes tipos de equipos electrónicos y en el que destacan sus características de conmutación a alta velocidad. El convertidor, equipado con dos transistores de potencia BDY93, se alimenta directamente de la red rectificada, y puede proporcionar una potencia de salida máxima de 400 W para una frecuencia de conmutación de 20 kHz.

La figura 1 representa el circuito básico y las formas de onda más importantes. Los transistores de salida son excitados por dos etapas de excitación separadas, cada una de las cuales tienen un ciclo de trabajo de $\delta < 0{,}4$, a fin de evitar la conducción simultánea de los dos BDY93, lo cual significaría la destrucción de estos transistores.

La disipación de potencia, las exigencias de refrigeración y las condiciones de excitación de la base durante el bloqueo de los transistores de salida son factores importantes que se han de tener en cuenta en el momento de diseñar el convertidor; la disipación de bloqueo constituye la mayor contribución a la disipación del transistor.

CIRCUITOS EXCITADORES DE BASE

Puesto que la forma de la corriente de base gobierna el tiempo de conmutación, constituye un parámetro de diseño digno de considerarse con detalle. Los dos sistemas de excitación habituales son: funcionamiento simultáneo de los transistores de potencia y de excitación, y funcionamiento no simultáneo de ambos elementos. Estos dos circuitos se representan en las figuras 2a y 2b, respectivamente. En el circuito representado en la figura 2a (excitación simultánea), la corriente directa de base es

$$I_B = n\,\frac{V - n \cdot V_{BE}}{R},$$

mientras que la corriente de base de bloqueo es $-I_{Brev} = n \cdot I_m$ (donde I_m es la corriente de imantación del transformador). Por lo general este valor de $-I_{Brev}$ es lo suficientemente bajo como para asegurar el bloqueo a alta velocidad del transistor de potencia.

En el método no simultáneo, la corriente directa de base es suministrada por la energía magnética almacenada en el transformador durante el período de conducción del excitador. Entonces, si $I_B = n(V/R)$, la corriente inversa de base (con el excitador en conducción) será: igual a:

$$-I_{Brev} = n\,\frac{V + n \cdot V_{BE}}{R} - I_B \approx \frac{n^2 \cdot V_{BE}}{R}.$$

Este es un valor mucho más alto que el obtenible con el circuito representado en la figura 2a. Sin embargo, a fin de conseguir el pleno rendimiento de la capacidad de conmutación de potencia del BDY93, es imprescindible

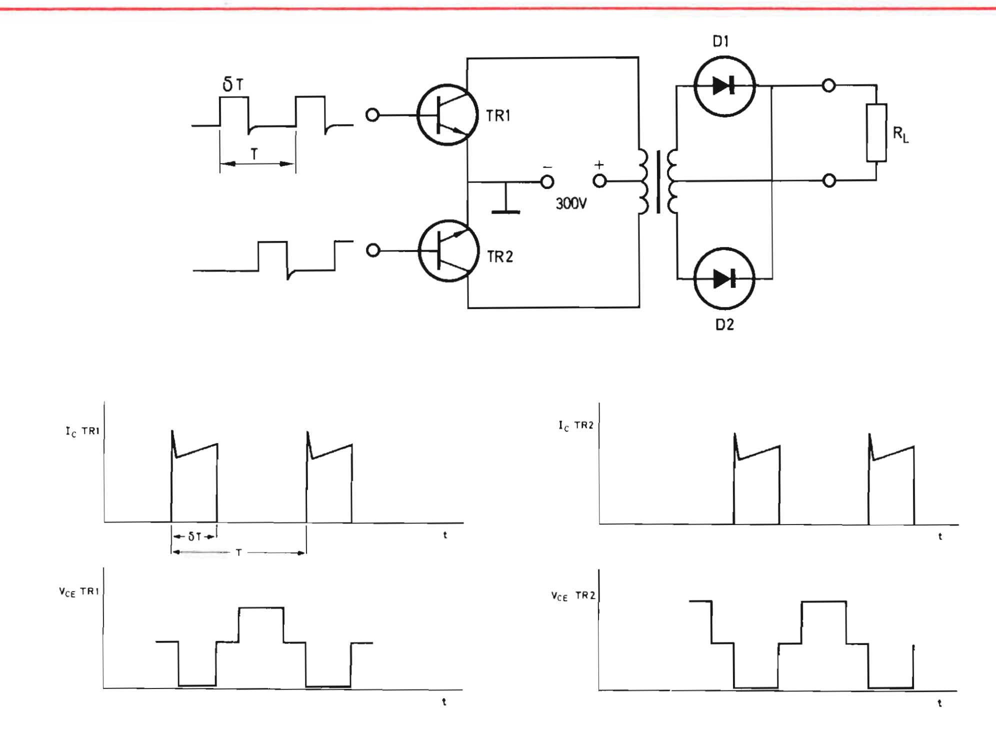


Fig. 1. Convertidor básico de dos transistores y formas de onda correspondientes.

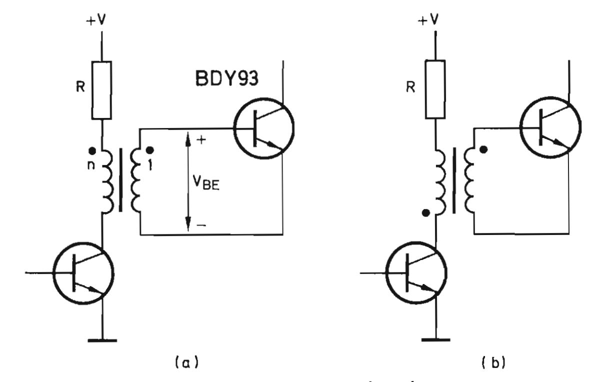


Fig. 2. Circuitos de excitación básicos.

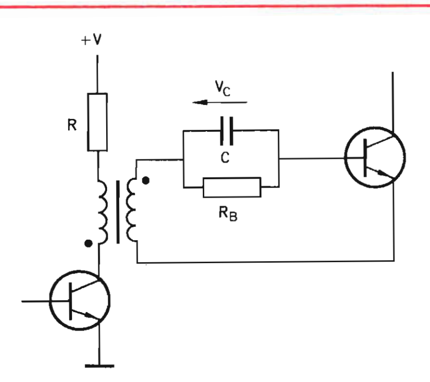


Fig. 3. Circuito excitador mejorado.

realizar ciertas mejoras. En la figura 3, por ejemplo, se representa la incorporación de una red RC en el terminal de base, con lo que tendremos

$$-I_{Brev} \approx n^2 \frac{V_{BE} + V_C}{R},$$

donde $V_C \approx I_B \cdot R_B$ durante el transitorio de bloqueo. La figura 4 representa el mismo circuito con una inductancia adicional que produce un pico de tensión negativo durante el transitorio de bloqueo. Este pico de tensión negativo origina la ruptura de la unión de base a emisor, ruptura esencial para un bloqueo más rápido. Las formas de onda típicas de los circuitos representados en las figuras 2b, 3 y 4 se muestran en la figura 5.

En la tabla se indican algunos de los tiempos de conmutación correspondientes a estos circuitos, medidos en cada caso para los mismos transistores en iguales condiciones, a saber: I_C = 2,5 A, I_B = 0,5 A, T_{mb} = 95°C.

TABLA

transistor	tiempo de conmutación (μs) para las figuras		
	2b	3	4
1	0,6	0,15	0,12
2	0,8	0,3	0,23
3	2,0	1,3	0,55
4	1,5	0,9	0,55

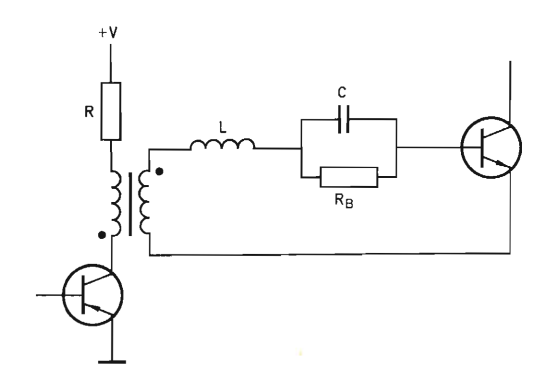


Fig. 4. Diseño final.

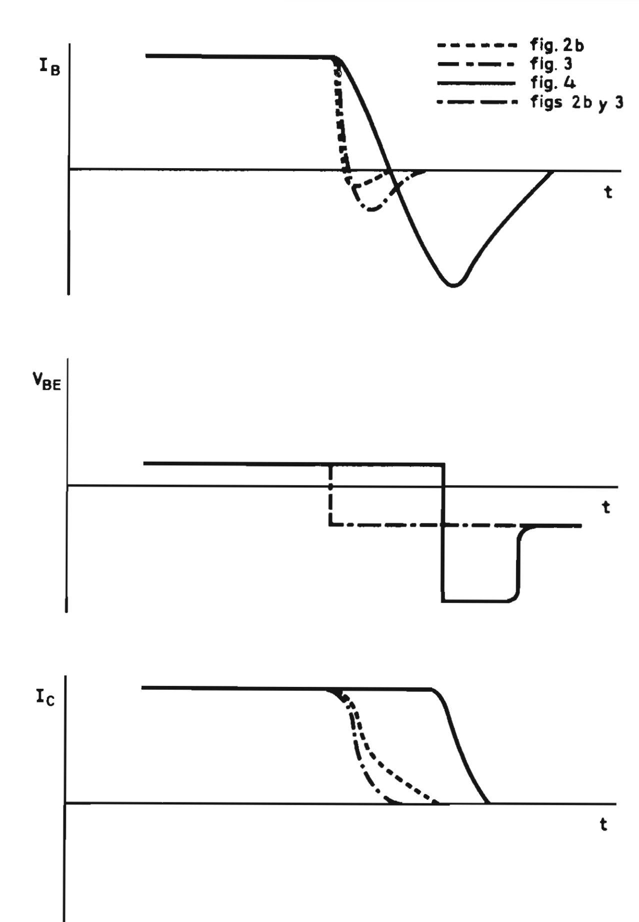


Fig. 5. Formas de onda típicas de los transistores de salida.

Según los valores de la tabla, el montaje representado en la figura 4 es el circuito óptimo. Si se emplea este circuito, los tiempos de conmutación pueden reducirse aun más, en un factor de 3 a 4. De ello resulta una reducción de la disipación de bloqueo de los transistores en un factor de 10, aproximadamente.

EL CONVERTIDOR

La figura 6 representa el circuito completo del convertidor de 400 W. Las etapas de excitación y de potencia se muestran en las figuras 6a y 6b, respectivamente.

La etapa excitadora consta de un oscilador de 20 kHz (FCH161) que, junto con un multivibrador monoestable FCK111, un flip-flop FCJ111 y dos puertas, produce dos señales de impulso desplazadas 180° en fase con un ciclo de trabajo de $\delta < 0{,}4$, gobernadas por el FCK111. Después de una amplificación, estas dos señales son aplicadas a la etapa excitadora, cada una utilizando un transistor excitador BFY50.

LOS TRANSFORMADORES DE EXCITACION

Los transformadores de excitación (*T1*, *T2*) están diseñados de acuerdo con las condiciones de excitación de la base del BDY93, que especifican $I_{B\ \text{mín}} = 0{,}5$ A para $I_C = 2{,}5$ A. Esto significa que $L_{sec} > 300\ \mu$H. En este ejemplo se utiliza 400 μH, y la relación del transformador se ha elegido de 3:1 para una tensión de alimentación de 12 V.

DATOS DEL TRANSFORMADOR

Núcleo envolvente P26/16-3H1, sin entrehierro: número de catálogo 4322 022 08200.

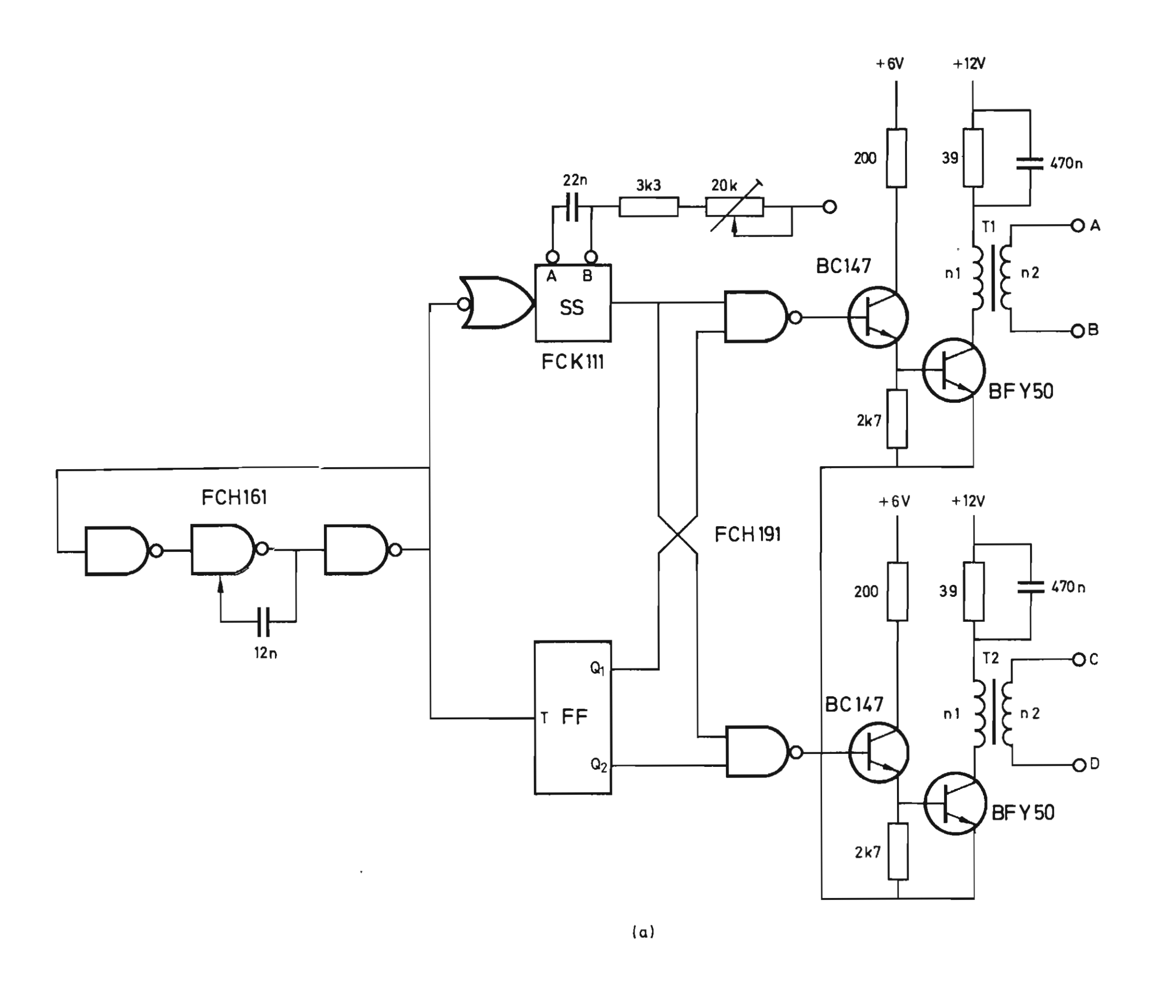
Carrete: número de catálogo 4322 021 30330.

Devanado n_1: 27 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,3 mm.

Devanado n_2: 9 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,4 mm.

EL CIRCUITO DE SALIDA

La tensión de salida, y por consiguiente la relación del transformador, dependerá de la aplicación para la cual se proyecte el convertidor. La elección de los diodos de salida y de los filtros que se han de utilizar viene determinada por la tensión de salida elegida. Un transformador de salida adecuado (*T3*) para 400 W se puede realizar con núcleos de ferroxcube. Los cálculos muestran que una salida de 400 W requiere un núcleo de unos 60 cm³ de material 3E1, o 30 cm³ de material 3H1. Cuando se devana el transformador se ha de prestar atención a la capacidad de acoplamiento y parásita.



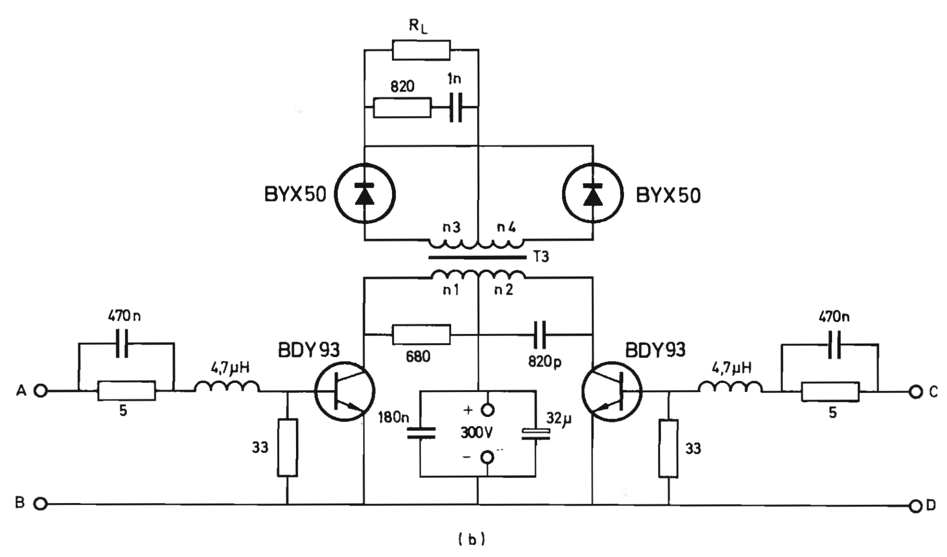


Fig. 6. Esquema del convertidor de c.c. en c.c. de 400 W.

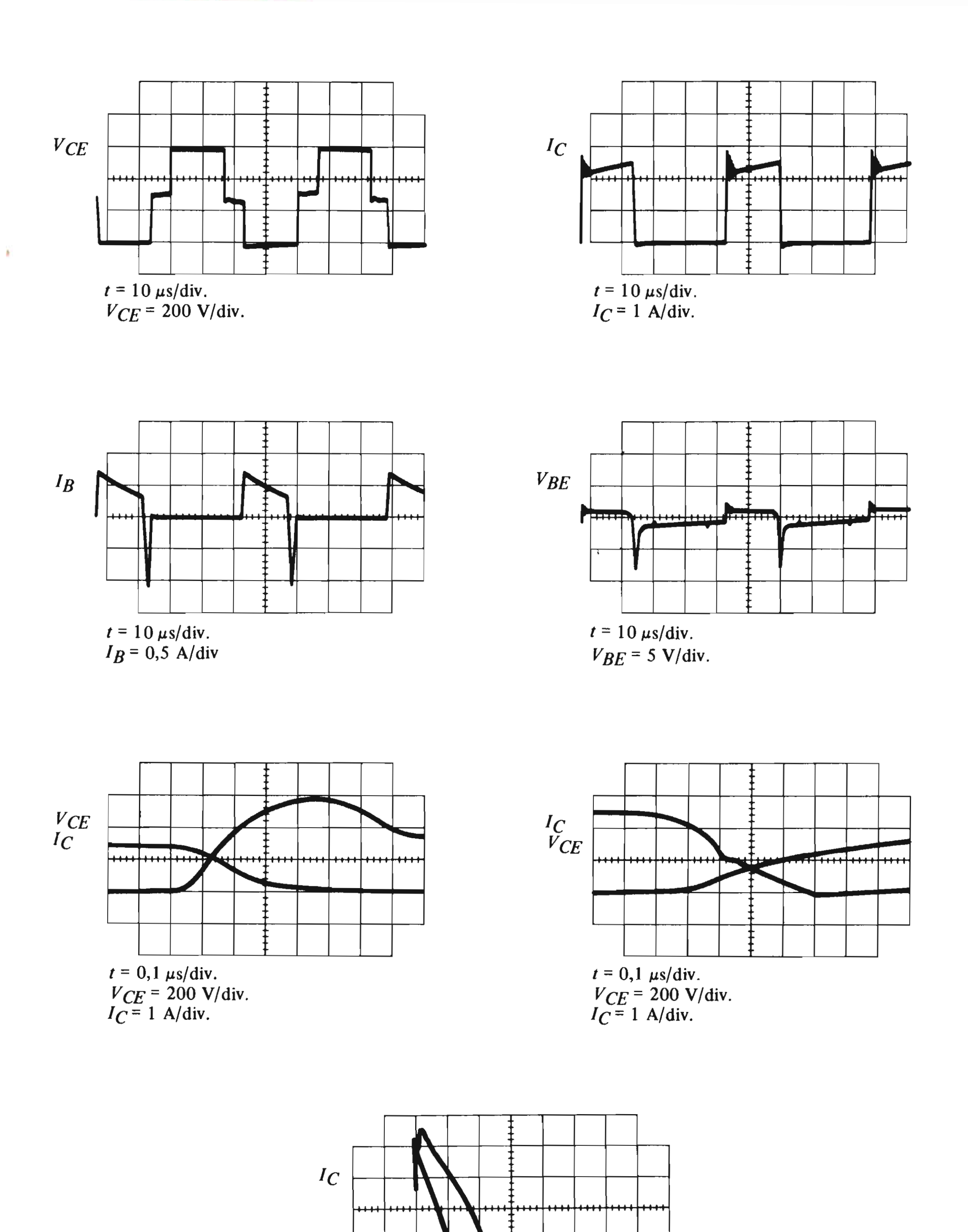


Fig. 7. Oscilogramas producidos por el convertidor de 400 W.

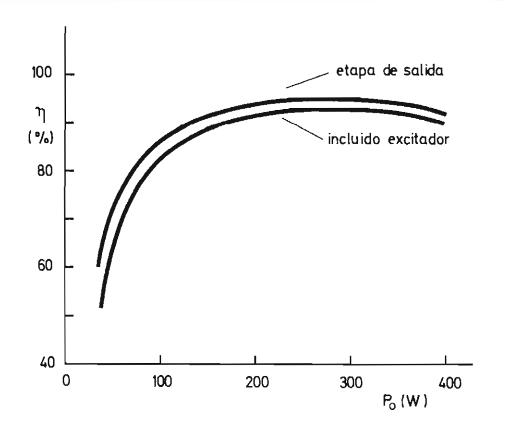


Fig. 8. Rendimiento del convertidor en función de la potencia de salida.

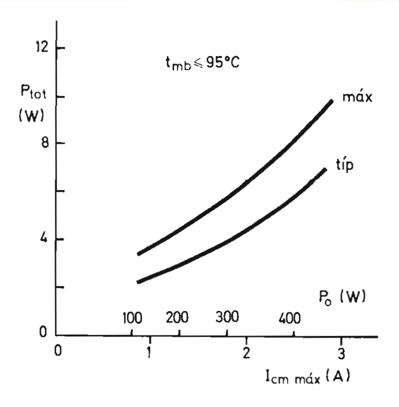


Fig. 9. Pérdidas del transistor para un transistor típico y otro de características mínimas en función de sus corrientes de colector (variación de carga).

MODELO DE LABORATORIO

Puesto que el prototipo que aquí se describe no se proyectó para una determinada tensión de salida, la relación de transformador se eligió de 1:1. Teniendo en cuenta los aspectos antes mencionados, se utilizaron los siguientes componentes:

- núcleo envolvente P66/56-3H1 sin entrehierro, número de catálogo 4322 020 23020.
- carrete, número de catálogo 4322 021 31320.
- devanados n_1 y n_2: 2 X 35 espiras de hilo trenzado de dos cabos (140 X 0,07 mm)
- devanados n_3 y n_4: 2 X 35 espiras de hilo trenzado de dos cabos (140 X 0,07 mm)

CARACTERISTICAS

Los oscilogramas de la figura 7 dan una idea del comportamiento eléctrico del convertidor; su rendimiento se indica en la figura 8. En la figura 9 se muestran las pérdidas del transistor en función de la corriente de colector (fluctuaciones de carga) para un transistor típico y otro de características mínimas. La máxima disipación es de unos 8 W para $T_{mb} = 95°C$, lo cual comporta que para $T_{amb} \leq 60°C$ la máxima resistencia térmica del radiador (incluida la transición entre transistor y radiador) es de:

$$R_{th\ mb\text{-}a} = \frac{T_{jma} - T_{amb}}{P_{tot}} - R_{th\ j\text{-}mb}$$

$$= \frac{125 - 60}{8} - 2{,}5 = 5{,}5\ °C/W.$$

CONTROL DE ASPIRADORES CON TRIAC **BT110**

La variedad de aspiradores obedece a las exigencias de la dura competencia del mercado. La máquina de barrer eléctrica, que elimina el sacudidor de alfombras, ha dado lugar a una gran cantidad de modelos que utilizan diferentes escobillas, tipos de tubos y accesorios. Sin embargo, un parámetro importante se mantiene invariable: la potencia de absorción. Algunos modelos de aspiradores poseen ajustes mecánicos en el tubo para controlar el flujo de aire, pero el verdadero control —control electrónico— es prácticamente desconocido.

El circuito que presentamos para control de aspiradores resulta no sólo sencillo sino también muy eficaz. Dado que el éxito de su aplicación probablemente dependerá en gran medida del tamaño, hemos diseñado un circuito que puede montarse en un espacio pequeño y que, por tanto, es adecuado para modelos manuales, verticales o de suelo.

El triac BT110 es el componente gracias al cual el circuito resulta de dimensiones reducidas. Un sistema de lazo abierto permite el control de onda completa, y con el triac BT110 formando parte de un sistema de lazo abierto es posible obtener un control de onda completa con muy pocos componentes. Un control de lazo abierto con tiristores requiere bastantes más componentes y un gasto mucho mayor. El circuito con triac resulta barato y de fácil construcción.

El triac constituye el elemento conmutador que controla la velocidad del motor, y por consiguiente la potencia de succión del aspirador. La velocidad del motor se controla mediante el ajuste del ángulo de conducción del triac. El funcionamiento del triac lo controla el diac BR100, que es el elemento de disparo.

Un diac es un elemento bidireccional. La resistencia de un diac es virtualmente infinita mientras la tensión aplicada esté dentro de los límites de la tensión de ruptura, $-V_{BO}$ a $+V_{BO}$. Sin embargo, tan pronto como se sobrepasa uno de estos límites, la resistencia pasa rápidamente de una zona de resistencia negativa a otra de baja resistencia positiva. En el circuito representado en la figura 1 esto significa que *C1* se descargará a una baja tensión, produciendo impulsos de disparo para la puerta del triac. El resistor *R4* asegura que estos impulsos de disparo tengan una amplitud constante y un ancho fijo.

Así sólo es necesario controlar el diac para conseguir el control de la potencia de succión del aspirador. Esto se consigue por medio del resistor *R2* (*R3* ajusta la velo-

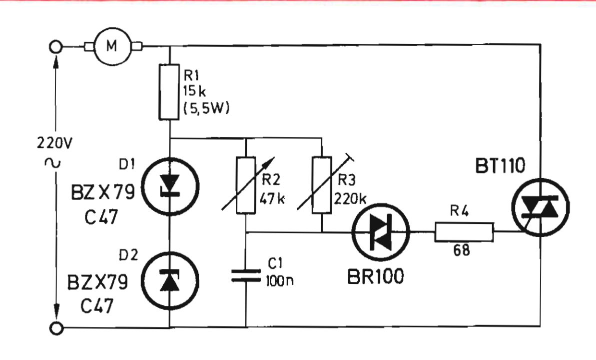


Figura 1. Circuito básico para control de succión de aspiradores.

TABLA. Velocidad del motor para el circuito representado en la figura 1.

tensión de red	mínimo flujo de aire		máximo flujo de aire	
(V)	$n_{mín}$ (r.p.m.)	$n_{máx}$ (r.p.m.)	$n_{mín}$ (r.p.m.)	$n_{máx}$ (r.p.m.)
198	5300	17 100	4300	15 400
220	6250	19 000	5000	17 100
242	7400	20 000	6000	18 200

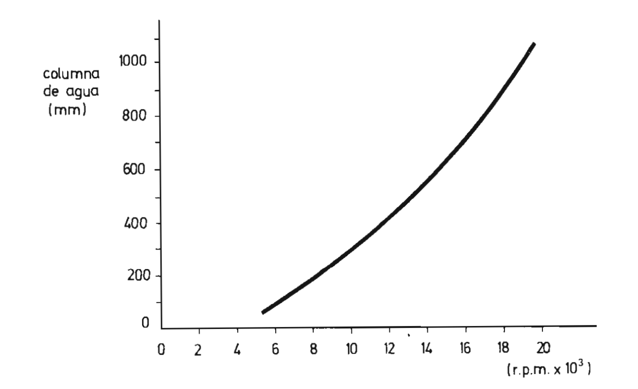


Figura 2. Potencia de succión representada por una columna de agua en función de la velocidad de rotación.

cidad mínima del motor). La flexibilidad del circuito permite que *R2* sea sustituido por un conmutador de varios polos y valores elegidos de resistencia; el fabricante puede elegir la forma de control que mejor se adapte a sus necesidades.

Este circuito ha sido cuidadosamente comprobado. Una de las pruebas consistió en determinar el margen de control en relación con la potencia de succión. Para ello se aplicó el método de la columna de agua como carga del aspirador. El resultado se indica en la figura 2, en la cual se han representado las medidas de la columna de agua en función de las revoluciones del motor. Un margen de 100 mm a 1.100 mm de la columna de agua se traduce en un amplio margen de la velocidad del aire.

Puesto que la potencia de succión es función de la velocidad del motor, también se determinó el margen de control de velocidad para mínimo y máximo flujo de aire. Las condiciones de mínimo flujo de aire se consiguen tapando la entrada de aire del aspirador; el máximo flujo de aire se obtiene suprimiendo todos los elementos que dificultan la entrada de aire. También se han tenido en cuenta las variaciones de la tensión de red, aceptando una tensión de alimentación de ± 10 % con 220 V 50 Hz.

Las medidas comenzaron ajustando *R3* y prescindiendo de toda restricción en la entrada de aire. Con la tensión de red a 198 V y *R2* en la posición de mínima velocidad de motor, *R3* se ajustó hasta que el motor arrancó. La velocidad del motor, $n_{mín}$, se anotó entonces para el mínimo y el máximo flujo de aire. El resistor *R2* se puso después en la posición de máxima velocidad de motor y se anotó $n_{máx}$ para los límites de flujo de aire. Un procedimiento similar se siguió para el valor nominal de la tensión de red y también para 242 V (red más 10 %). En la tabla se indican los resultados.

Si observamos la tabla veremos que el margen de control de velocidad es amplio. La variación de velocidad para la variación de la tensión de red considerada es bastante pequeña para $n_{mín}$; representa sólo una pequeña variación en la potencia de succión. Esto es debido al empleo de los diodos reguladores de tensión *D1* y *D2* (fig. 1), los cuales estabilizan la red y permiten que *C1* se cargue a partir de una alimentación estable. Si volvemos a observar la tabla, veremos que la diferencia entre $n_{mín}$ para el mínimo y el máximo de flujo de aire es muy pequeña, lo cual significa que la estabilización de velocidad del aspirador es innecesaria. Esto es una consecuencia directa del control de motor de lazo abierto.

Como ya hemos dicho, el circuito se puede montar de modo que ocupe un espacio muy pequeño (aproximadamente el espacio que ocupa una caja de cerillas), lo cual facilita la rapidez y sencillez en el empleo. El circuito es totalmente seguro y no perjudica la vida del aspirador; sin embargo, el desgaste y el servicio dependerá del tipo de potenciómetro que se utilice para *R2* y de cómo se utilice. Si es necesario, puede situarse alejado del resto del circuito.

Uno de los aspectos que hay que tener presente al seleccionar la posición del circuito es la disipación. Existirá cierta disipación de calor (el triac soporta 1.000 W con bastante facilidad), pero la suma total dependerá de la potencia total del aspirador. También puede ser necesario satisfacer las normas de interferencia de radiofrecuencia.

REGULADOR DE ILUMINACION CON EL TRIAC **BT 110**

En el hogar, el control del nivel de iluminación de una lámpara eléctrica es siempre difícil. La iluminación de una lámpara de gas se puede regular de modo sencillo y continuo dejando pasar más o menos cantidad de gas; en cambio, el aumento o disminución gradual de la iluminación eléctrica es todavía una prerrogativa de los cines o teatros.

Existen amortiguadores de luz, pero son voluminosos, complicados y caros. Sin embargo, el constante progreso en el desarrollo de componentes ha permitido realizar ahora un sencillo y eficaz regulador de iluminación; el circuito no es ninguna novedad, pero es muy práctico.

El circuito amortiguador completo se representa en la figura 1. El componente gracias al cual esto es posible es el triac BT110.

El triac es el elemento del circuito que regula la potencia y es controlado por el diac BR100; éste, a su vez, es controlado por el resistor $R2$, con mando exterior. El diac es un elemento bidireccional que tiene un comportamiento eléctrico parecido al de una válvula de descarga gaseosa, aunque con tensión mucho menor. La resistencia de un diac es virtualmente infinita mientras permanezca dentro de los límites de la tensión de ruptura, $V_{(BO)I}$ a $V_{(BO)III}$. Sin embargo, tan pronto como se sobrepasa uno de estos límites, la resistencia del diac pasa rápidamente de una región de resistencia negativa a otra de baja resistencia positiva. En el circuito amortiguador, esto significa que $C1$ se descarga a una baja tensión, produciendo impulsos de disparo que regulan el funcionamiento del triac. El resistor $R4$ es un conformador de impulsos que asegura un ancho y amplitud de impulso constantes. Estos impulsos de disparo determinan el ángulo de conducción del triac y, por consiguiente, la corriente que atraviesa la lámpara. Con un control

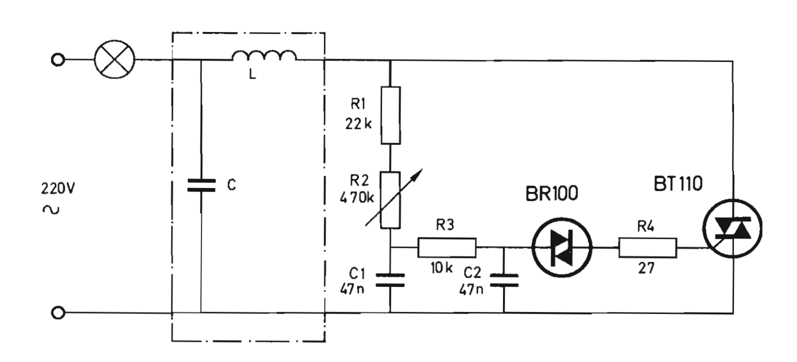


Figura 1. Circuito amortiguador de lámpara.

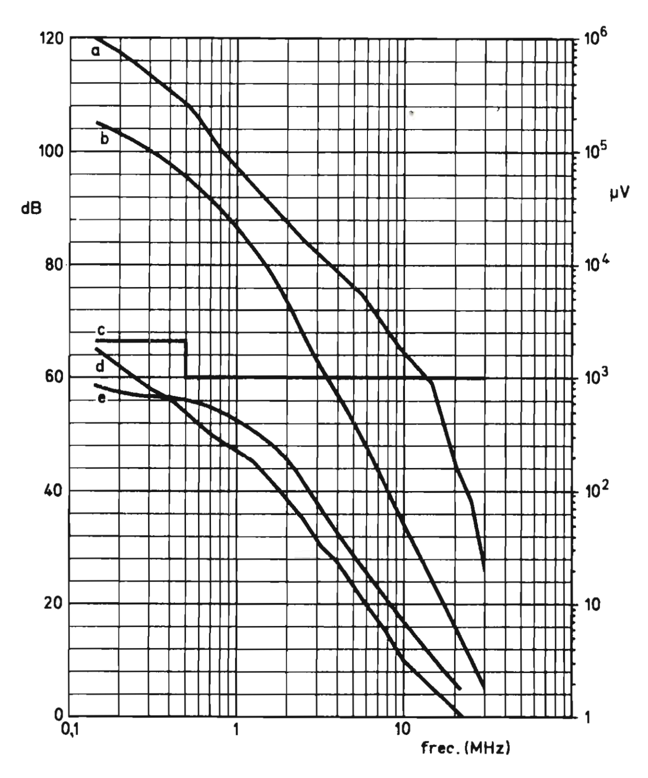


Figura 2. Tensión de ruido en la alimentación de red. Las curvas a y b se han trazado para cargas de 550 W y 25 W, respectivamente, sin utilizar filtro de interferencias de radiofrecuencia. La curva c es el límite de la norma del comité C.I.S.P.R., y las curvas d y e se refieren a las mismas cargas con el circuito de filtro.

ajustable en el circuito, *R*2, se completa el control de lazo abierto de la salida de luz de la lámpara.

Un circuito más sencillo, sin *C*2 y *R*3, resulta mucho menos eficaz; aparece la histéresis inherente al circuito. Una variación aceptable de este circuito consiste en el empleo de un potenciómetro de conmutación para *R*2.

Una variación de circuito que puede interesar es la red *LC* de filtro de interferencias de radiofrecuencia que se indica en la figura 1 señalada por línea de trazos. El valor de la inductancia y de la capacidad dependerá del montaje final del circuito. En los prototipos de laboratorio se ha hallado que una capacidad de 0,15 μF y una inductancia de 2,5 mH con un factor de calidad (*Q*) inferior a 1 daba buenos resultados. La eficacia de este filtro de interferencias de radiofrecuencia se representa en las curvas de la figura 2. La gráfica *c* es el límite de las normas dadas por el comité C.I.S.P.R. Las curvas *a* y *b* muestran la tensión de ruido en función de la frecuencia para cargas de lámpara de 550 W y 25 W, respectivamente, sin el filtro en el circuito. Si los componentes de filtro se unieran al circuito amortiguador se obtendrían las curvas *d* y *e*, siempre para cargas de lámpara de 550 W y 25 W; la diferencia es verdaderamente grande.

Teniendo en cuenta la carga mencionada, el símbolo de la lámpara en el circuito puede representar, de hecho, varias lámparas. Un triac BT110 puede soportar cómodamente más de 1.000 W. Sin embargo, se ha de tener en cuenta la capacidad del circuito amortiguador y, en la práctica, el máximo será de 400 W a 600 W. La sencillez del circuito permite varias disposiciones prácticas. Un tipo con circulación de aire libre poseerá probablemente las mejores calidades de disipación de calor. Para amortiguadores a empotrar en una pared, se ha de tener en cuenta la disipación de calor del material de la pared (madera, ladrillo, cemento, etc.).

Diseño, presentación, elegancia y demás cuestiones del acabado entran dentro de las atribuciones del realizador. Nosotros sencillamente hemos ofrecido la oportunidad de hacer algo atractivo produciendo el circuito y los componentes. Barato y fácil de hacer, sencillo de instalar y utilizar, no hay razón para que el usuario no controle cómodamente la iluminación desde su sillón o incluso desde la cama.

PROPIEDADES Y APLICACIONES DEL FERROXCUBE

INTRODUCCION

La característica principal del ferroxcube es su alta resistividad, gracias a la cual pueden obtenerse núcleos de material sólido sin que las pérdidas por corrientes parásitas sean prohibitivamente elevadas, aunque se utilicen a frecuencias altas.

Comparado con el polvo de hierro, la permeabilidad del ferroxcube es elevada, al propio tiempo que las pérdidas permanecen relativamente bajas.

El ferroxcube se presenta en distintas formas, tales como núcleos envolventes, núcleos E, núcleos I, núcleos U, núcleos O, núcleos X, varillas de antena, núcleos roscados, varillas, tubos, etc.

Los núcleos E-I, núcleos X y núcleos envolventes permiten utilizar entrehierros bien definidos, sin que se produzcan campos parásitos apreciables. De ese modo puede reducirse la permeabilidad del material a un valor para el cual núcleo y cobre se hallen adaptados. La dependencia de la permeabilidad con relación a la temperatura y envejecimiento se han reducido a valores que garantizan un funcionamiento correcto del equipo.

DATOS TECNICOS

	(valores aproximados)
Calor específico	0,17 (cal/g)/°C)
Conductividad térmica	0,008 (cal/cm.s)/°C
Coeficiente de dilatación lineal	10^{-6}/°C
Módulo de elasticidad	15000 kg/mm^2 (15.10^4 N/mm^2)
Resistencia a la tracción	1,8 kg/mm^2 (18 N/mm^2)
Resistencia al aplastamiento	7,3 kg/mm^2 (73 N/mm^2)

APLICACIONES

GRADO	APLICACIONES
3B	Núcleos envolventes y para pequeñas bobinas
3B3	Armaduras para transformadores de F.I., varillas, núcleos envolventes y roscados
3B5	Núcleos envolventes
3B7	Núcleos envolventes
3C2	Anillos para unidades de desviación, cabezas de borrado
3C6	Núcleos U, núcleos E
3C8	Núcleos U, núcleos I y núcleos E
3D3	Varillas de antena, núcleos envolventes y roscados
3E1	Núcleos E, núcleos I, núcleos O, núcleos envolventes
3E2	Núcleos H, núcleos O
3E3	Núcleos O
3E4	Núcleos envolventes
3H1	Núcleos X, núcleos O pequeños, cabezas de borrado
4A3	Varillas de antena
4A4	Armaduras para transformadores de F.I.
4B1	Armaduras para transformadores de F.I., varillas de antena
4C1	Varillas, tubos
4C5	Armaduras para transformadores de F.I.
4C6	Núcleos O pequeños, núcleos envolventes, armaduras para transformadores de F.I.
4C7	Varillas de antena
4D1, 4D2, 4E1	Armaduras para transformadores de F.I. núcleos roscados, tubos y varillas
4H1, 4L1, 4L2, 4MX	Desarrollados especialmente para resonadores de cavidad en aceleradores de partículas. En esta aplicación generalmente se necesita un estudio técnico antes de determinar el material adecuado.

ABREVIATURAS Y SIMBOLOS

l_e — longitud eficaz del circuito magnético, en cm

A_e — sección transversal de una parte homogénea del núcleo, en cm^2

μ_i — permeabilidad inicial relativa, definida por:

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \lim_{H \to 0} \frac{B}{H}$$

μ_Δ — permeabilidad incremental relativa, definida por:

$$\mu_\Delta = \frac{1}{\mu_0} \frac{\Delta B}{\Delta H}$$

μ_a — permeabilidad de amplitud relativa, definida por:

$$\mu_a = \frac{1}{\mu_0} \frac{B}{H}$$

μ_e — permeabilidad eficaz relativa, definida por:

$$\mu_e = \frac{\Sigma \frac{l_e}{A_e}}{\Sigma \frac{l_e}{\mu_i A_e}}$$

V_e — volumen eficaz de un núcleo, en cm^3 = volumen de un toroide ideal del mismo grado de material y con las mismas propiedades magnéticas que el núcleo considerado. V_e se calcula a partir de:

$$V_e = \frac{\left(\Sigma \frac{l_e}{A_e}\right)^3}{\left(\Sigma \frac{l_e}{A_e^2}\right)^2} \text{ cm}^3$$

$T.F. = \frac{1}{\mu^2} \cdot \frac{d\mu}{dT}$ — factor de temperatura = valor para un determinado grado de ferroxcube y para cierto margen de temperatura. Para calcular el coeficiente de temperatura por °C de una bobina, es preciso multiplicar el factor de temperatura por la permeabilidad eficaz. De este modo:

$$t.c. = \frac{\Delta\mu}{\mu_i} \times \frac{\mu_e}{\mu_i} = \frac{\Delta\mu}{\mu_i^2} \times \mu_e \text{ por } ^\circ C$$

$D.F. = \frac{\mu_1 - \mu_2}{\mu_1^2 \log \frac{t_2}{t_1}}$ factor de desacomodación, que indica la variación de permeabilidad medida entre 10 y 100 minutos después de la desimanación

Punto de Curie temperatura crítica en °C, por encima de la cual el cuerpo ferromagnético es ya paramagnético.

$\frac{\tan\delta}{\mu_i}$ constante global para las corrientes parásitas y las pérdidas residuales, a una frecuencia determinada. Se mide para $\hat{B} \leqslant 1$ gauss a través de la bobina. El valor R/L resultante para corriente parásita y pérdidas residuales, es:

$$\frac{R}{L} = \frac{\tan\delta}{\mu_i} \times \mu_e \times 2\pi f \ \Omega/H \ (f \text{ en Hz})$$

$q_2 - 24 - 100$ constante para las pérdidas por histéresis, normalizada para un volumen eficaz de 24 cm^3, $\mu_e = 100$ y medida entre dos corrientes, que corresponden a dos valores de $B_{máx}$.

A 800 Hz, para un volumen dado V_e y para una permeabilidad eficaz μ_e, se obtiene:

$$q_2\text{-}V\text{-}\mu = q_2\text{-}24\text{-}100 \times \left(\frac{\mu_e}{100}\right)^{3/2} \times \sqrt{\frac{24}{V_e}} \ \Omega/H^{3/2} \ mA$$

$$\frac{R_h}{L} = q_2\text{-}V\text{-}\mu \times \sqrt{L} \times i \times \frac{f}{800} \ \Omega/H$$

(L en henrios, f en Hz, i en mA)

Las pérdidas de histéresis se pueden expresar en η_B ($tesla^{-1}$)

$$\frac{R_h}{L} = \eta_B \times \hat{B} \times \mu_e \times 2\pi f$$

(L en henrios, $\hat{B}$ en tesla, f en Hz)

η_B

$$\eta_B = 0,615 \times 10^{-3} \times q_2\text{-}24\text{-}100$$

$$\text{o} \quad q_2\text{-}24\text{-}100 = 1,63 \times 10^{-3} \ \eta_B$$

ρ resistividad en Ω . cm y medida con corriente continua

ϵ constante dieléctrica

1 Gs $= 10^{-4}T = 10^{-4}\ Wb/m^2 = 10^{-4}\ Vs/m^2$

1 Oe $= \frac{10^3}{4\pi}$ A/m = 79,6 A/m = 0,796 A/cm

μ_0 = 1 Gs/Oe = $4\pi . 10^{-7}$ H/m

CARACTERISTICAS

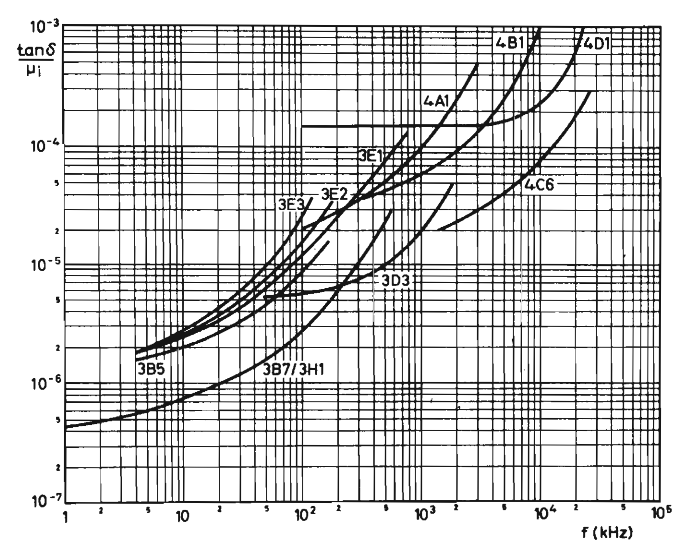
Grado FXC	μ_i (±20 %)	B (gauss)	para T(°C)	para H(Oe)	$\frac{\tan\delta}{\mu_i} \times 10^6$ máx.	para f(MHz)	$q_{2-24-100}$ (*B = 3 a 12G) $\Omega/H^{3/2}$.mA	para f(kHz)	ρ mín. (Ω.cm)	DF x 10^6 a 23 ± 1°C *23 y 70°C máx.	TF 10^{-6}/°C	TF margen de temperatura	Punto de Curie mín. (°C)	Peso específico
3B	900	~ 3450	20	10	50	0,45			20	10	0 a +3	+23 a +55°C	150	4,7 – 4,9
		~ 2300	100	10										
3B3	900				7	0,004	12	4	100	11	0 a +2	+23 a +55°C	150	4,7 – 4,9
					15	0,1								
					27	0,25								
					50	0,45								
3B5	1400 ± 25 %				2,5	0,004	2,5	4	20	7,5	+0,5 a +2,3	+23 a +55°C	150	4,7 – 4,9
					10	0,1								
3B7	2300	4000	20	10	1	0,004	1,8	4	100	4,3	–0,6 a +0,6(5)	+23 a +70°C	170	4,7 – 4,9
					15	0,1								
3C2	900 ± 25 %	~ 3500	23	10					10		0 a +4,5	+23 a +70°C	150	4,7 – 4,9
		~ 2450	100	10										
3C6		≥ 2900	100	2,5A/cm									190	4,8 – 4,9
3C8		≥ 3300	100	2,5A/cm									200	4,8 – 4,9
3D3	750	~ 3500	23	10	8	0,1	3	100	150	12	0 a +2(4)	+23 a +70°C	150	4,5 – 4,9
					14	0,5								
					30	1								
3E1	2700(1)	~ 3500	23	10	2,5	0,004	4	4	30	6	0 a +4	+23 a +55°C	125	4,7 – 4,9
					15	0,1								
					90	0,5								
3E1	3800	~ 3800	23	10	2,5	0,004	3	4	30				130	4,7 – 4,9
mej.		~ 2800	70		20	0,1								
					200	0,5								
3E2	≥ 5000(2)	~ 3600	23	10	2,5	0,004	1,8	4	10	1,9			130	4,7 – 4,9
		~ 2600	70	10	15	0,1								
					90	0,5								
3E3	≥ 10^4 (3)	~ 4000	23	10	2,5	0,004	1,8	4	5	1,9			125	4,8 – 4,95
		~ 3000	70	10	20	0,05								
					50	0,1								
3E4	4700				2,5	0,004	1,4	4		4,3	1 ± 1	5 a +23°C	125	4,8 – 4,95
					20	0,1								
					200	0,5								
3H1	2300	~ 3400	23	10	1	0,004	1,8	4	100	4,3	+0,5 a +1,5(5)	+23 a +70°C	130	4,7 – 4,9
					5	0,1								
4A3	450				40	1,5			10^5				125	4,7 – 5,1
					70	2								
4A4(5)	500	~ 2700	20	10	30	0,5	3*	100	10^5	5	+5 a +15(4)	+23 a +70°C	125	4,7 – 5,1
		~ 2100	70	10	40	1,5								
					70	2								
4B1	250	~ 3250	20	20	70	0,7			10^5		0 a +8	+23 a +55°C	250	4,4 – 4,8
		~ 2600	100	20	90	1								
					140	1,5								
4C1	125	~ 2750	20	30	120	2			10^5		0 a +12	+23 a +55°C	350	4,2 – 4,6
		~ 2450	100	30	160	3								
					300	5								
4C6	120	3800	20	30	40	2	10*	100	10^5	10*	0 a +6(4)	+23 a +55°C	350	4–5
		3500	70	30							–2 a +4	+ 5 a +23°C		
					100	10								
4D1	50	~ 2400	20	40	180	3			10^5		0 a +15	+23 a +55°C	400	4 – 4,4
		~ 2200	100	40	210	5								
					300	10								
4D2	60 ± 5 %				100	10					0 a +15	+23 a +70°C		
					200	25								
					600	40								
4E1	15	~ 1750	20	60	300	10			10^5		0 a +15	+23 a +55°C	500	3,5 – 4
		~ 1650	100	60	300	20								
					360	40								

(1) Se dispone de una versión con una μ_i relativamente mayor (μ_i = 3800 ± 20 %)
(2) Entre +23 y +70°C.
(3) Entre +10 y +70°C.
(4) Medido 24 horas después de la desimanación.
(5) Medido 10 minutos después de la desimanación.

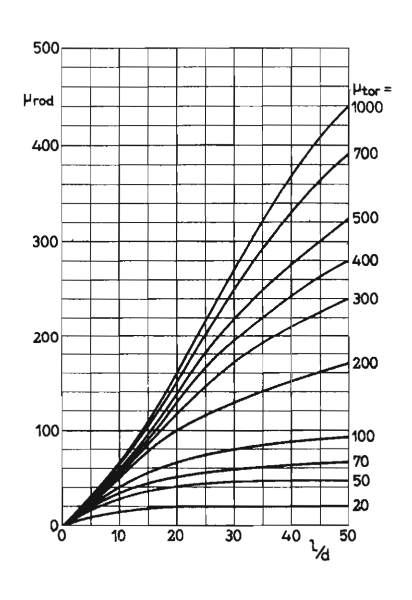
	4H1	4L1	4L2	4MX
Q80/Q~	0,9	0,7	0,7	0,8
μ_{rem}/μ_i	0,6-0,7	0,7-0,8	0,8-0,9	0,8-0,9
μ en estado residual (μ_{rem}) aprox.	170	150	190	130
μQ en estado residual a 1,5 MHz, 50 Gs	21400	17800	21400	21800
1,5 MHz, 100 Gs	16000	14000	17000	20500
1,5 MHz, 150 Gs	12800	11200	14000	18800
1,5 MHz, 200 Gs	8600	9200	9700	14000
2,5 MHz, 50 Gs	15000	13000	17000	
2,5 MHz, 100 Gs	6000	7200	14500	
2,5 MHz, 150 Gs		5000	11000	
2,5 MHz, 200 Gs			8200	
5 MHz, 50 Gs	5000	10600	12000	19200
5 MHz, 100 Gs		4600	9700	16000
5 MHz, 150 Gs			6700	12500
5 MHz, 200 Gs			4500	5600
10 MHz, 50 Gs		4200		11200
10 MHz, 100 Gs				8200
10 MHz, 150 Gs				5600

Q80/Q ~ indica las propiedades en condiciones de impulso.
Q80 es el factor de calidad 80 ms después de aplicar una polarización continua de 50 Oe aproximadamente.
Q ~ es el factor de calidad en estado estático.
μ_{rem}/μ_i indica el cuadrado del lazo de histéresis.

CURVAS CARACTERISTICAS

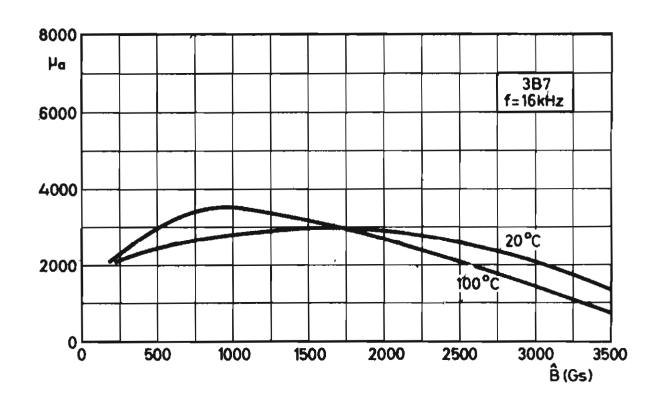


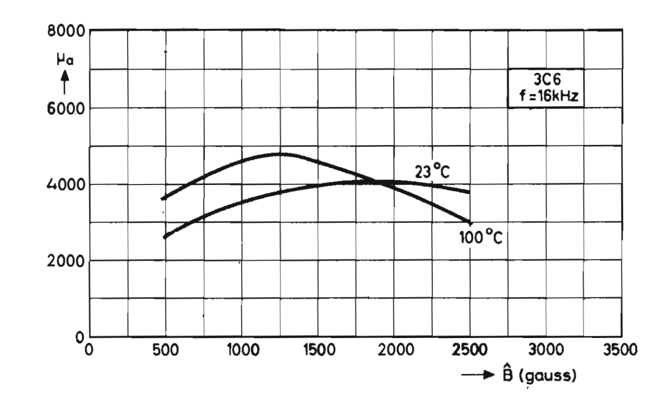
Pérdidas residuales y por corrientes parásitas en función de la frecuencia, para bajos niveles de inducción.

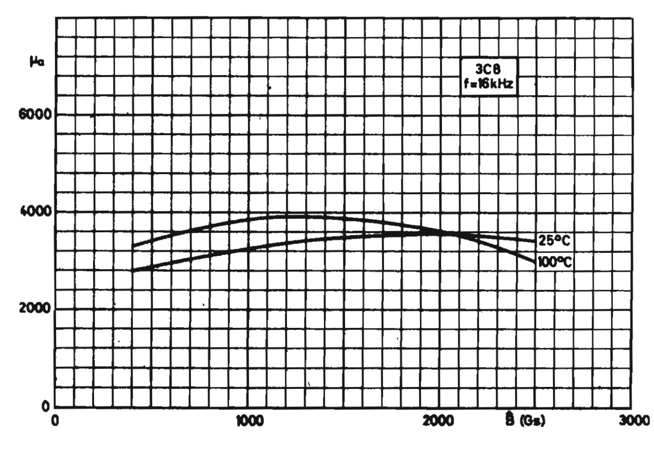


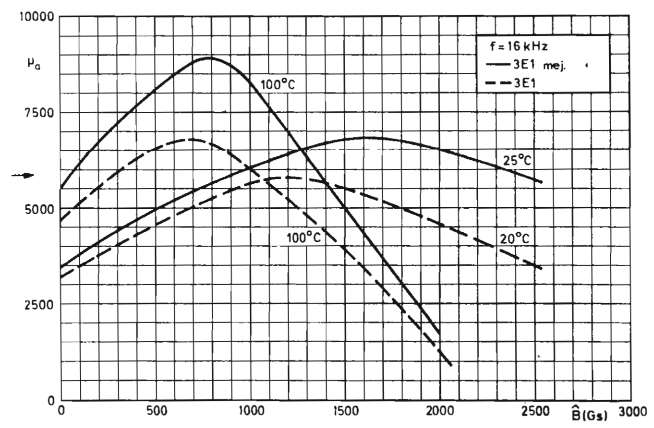
Permeabilidad de la varilla en función de la relación 1/d y la permeabilidad inicial relativa de un núcleo toroidal como parámetro.

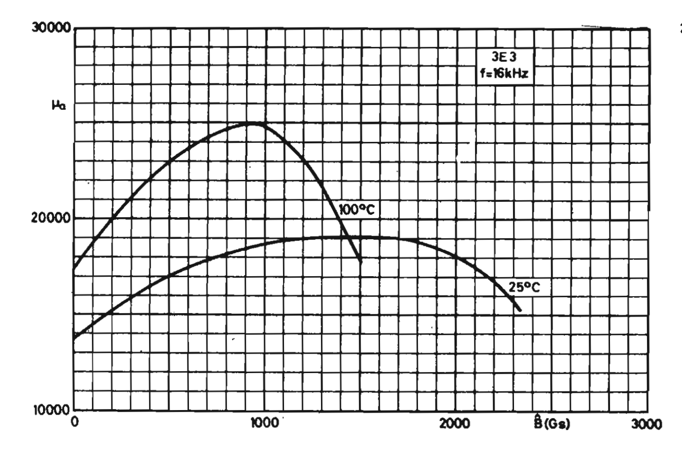
Permeabilidad de amplitud en función de la inducción.

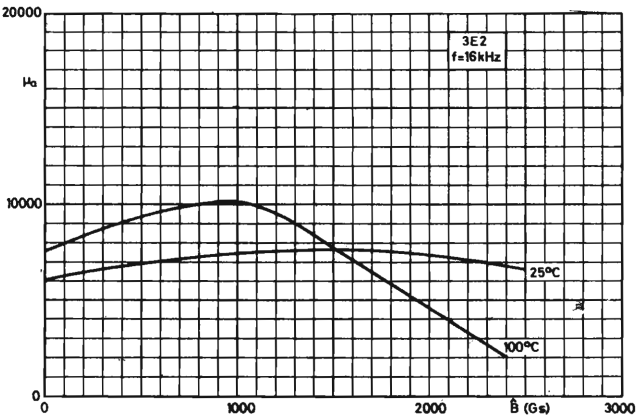


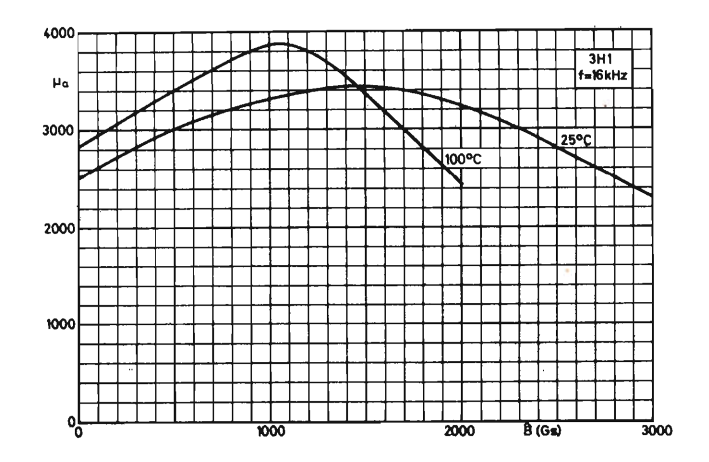


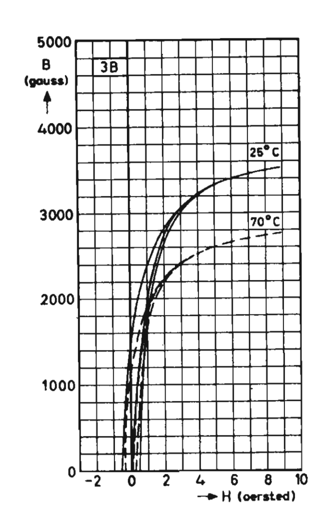




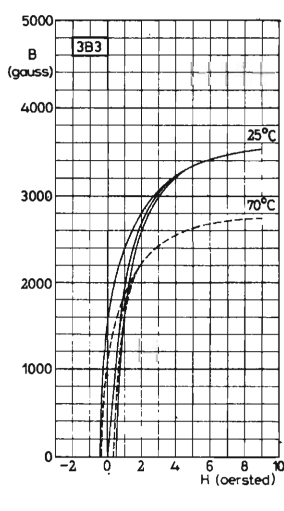


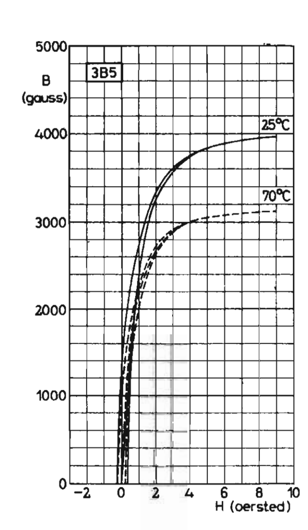


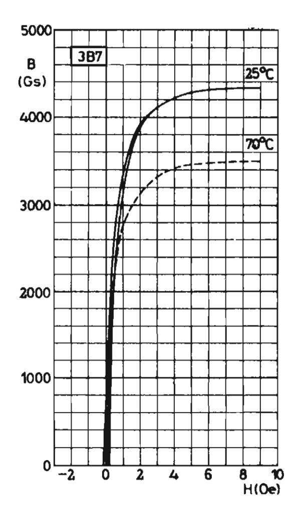


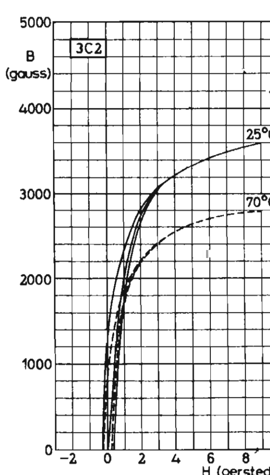


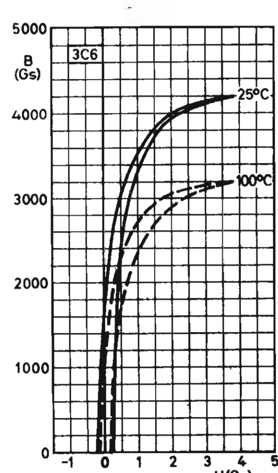
Curvas B-H típicas.

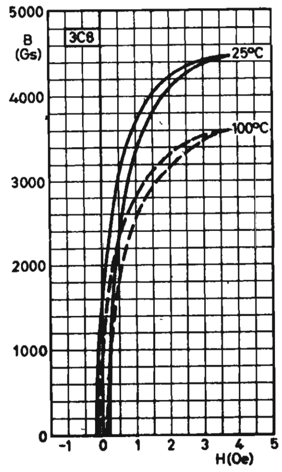


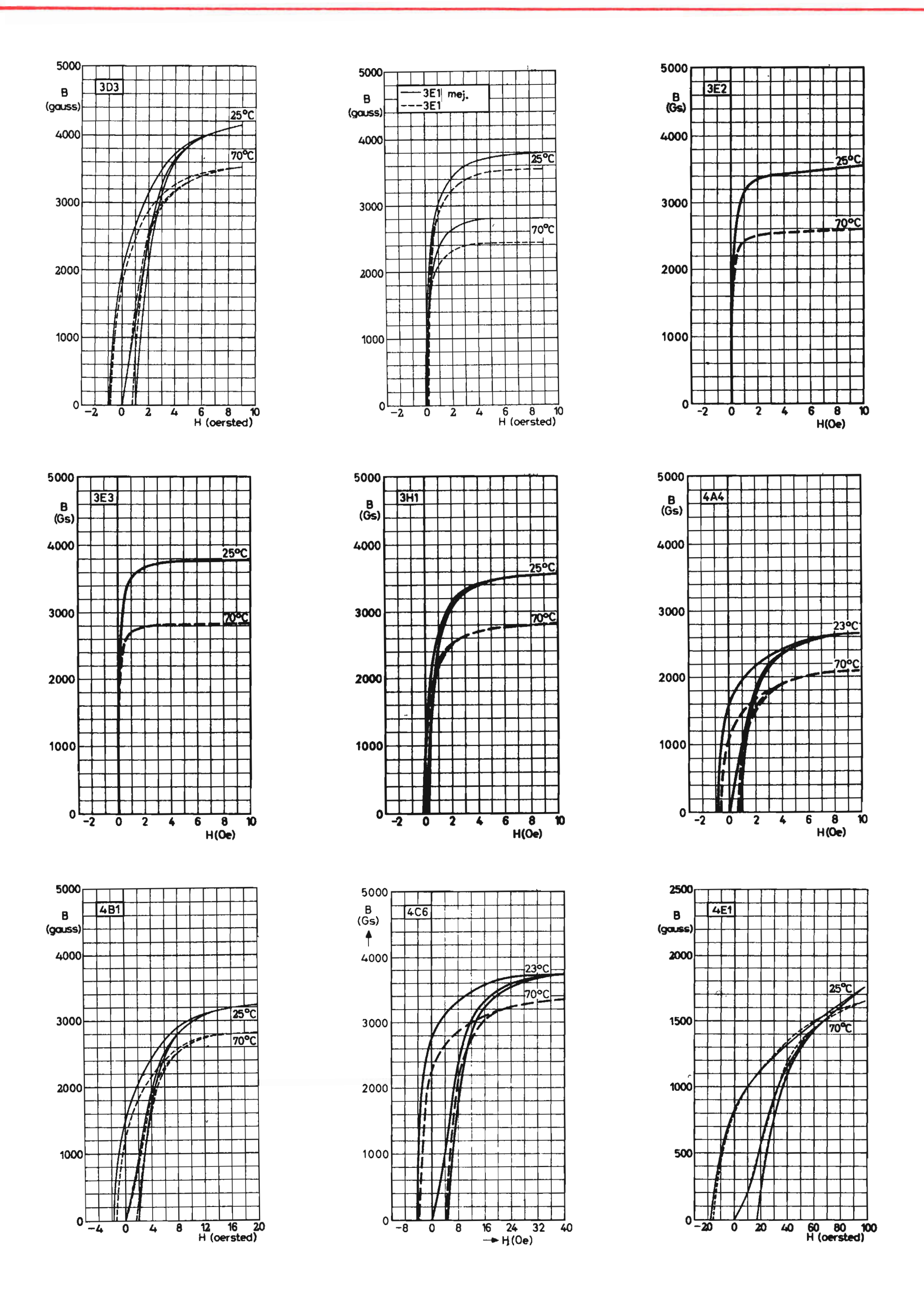




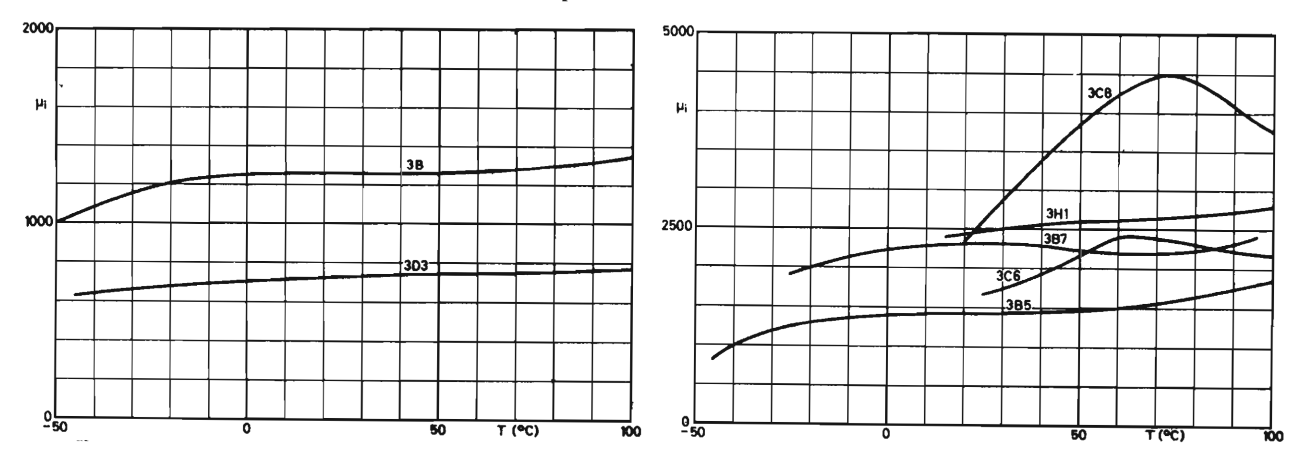


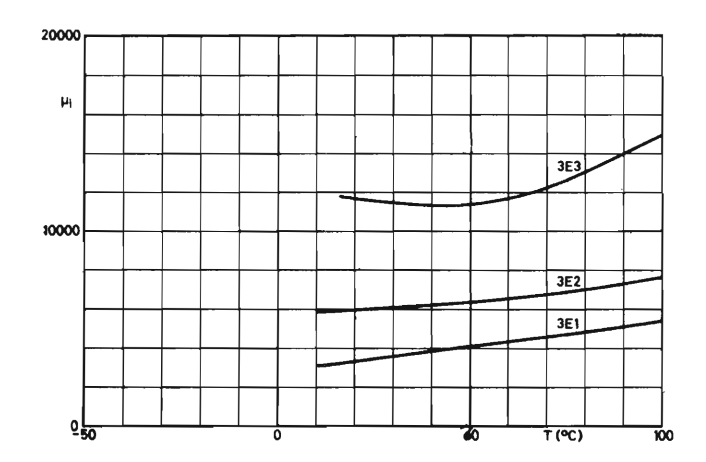


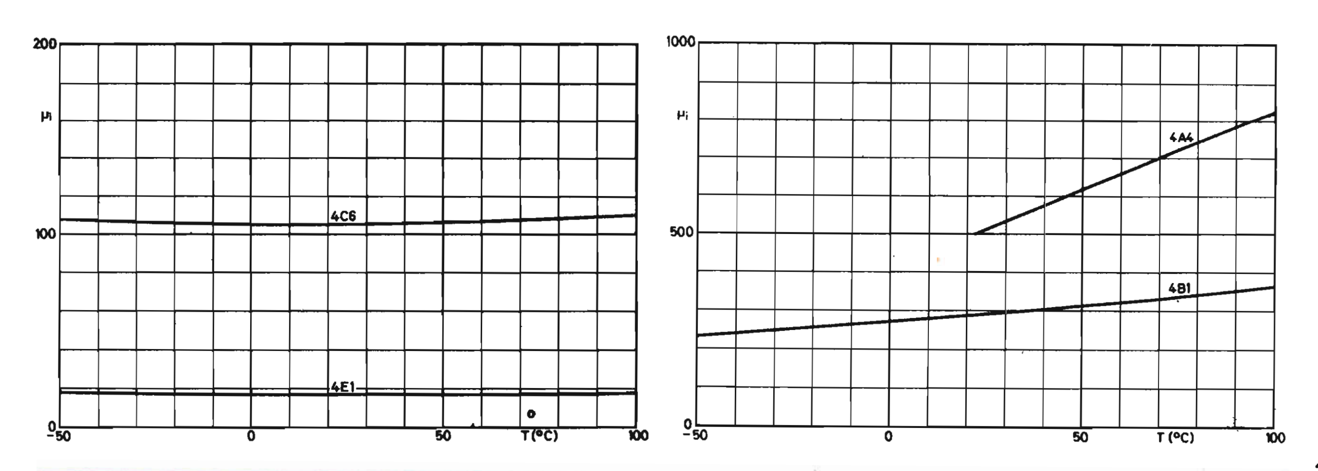



3D3
5000
B
(gauss)
4000
3000
2000
1000
0
25°C
70°C
−2 0 2 4 6 8 10
H (oersted)
3E1 mej.
3E1
25°C
70°C
H (oersted)
3E2
B
(Gs)
25°C
70°C
H(Oe)
3E3
3H1
4A4
23°C
70°C
4B1
−4 0 4 8 12 16 20
H (oersted)
4C6
−8 0 8 16 24 32 40
H(Oe)
4E1
2500
2000
1500
1000
500
−20 0 20 40 60 80 100
H (oersted)

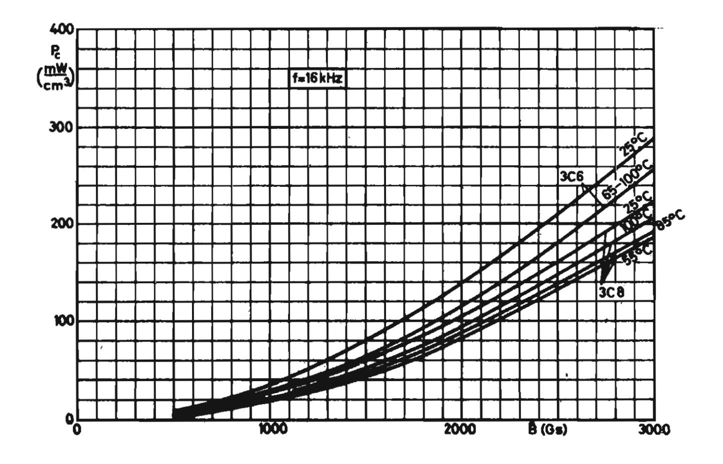
Permeabilidad inicial relativa en función de la temperatura.

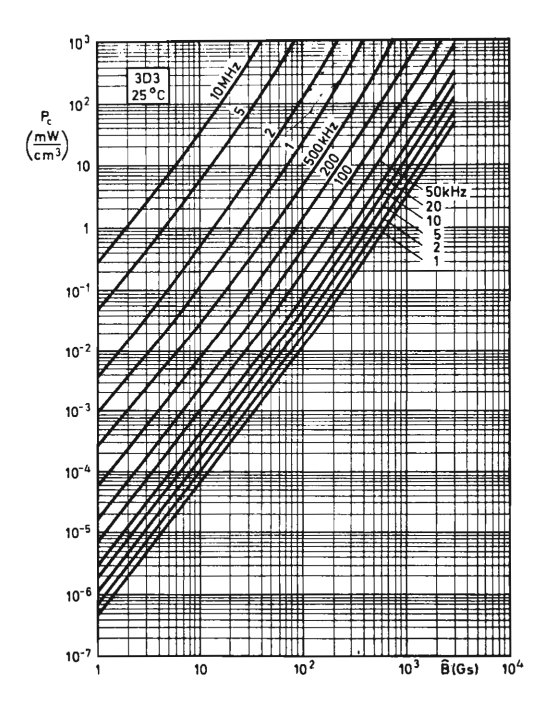


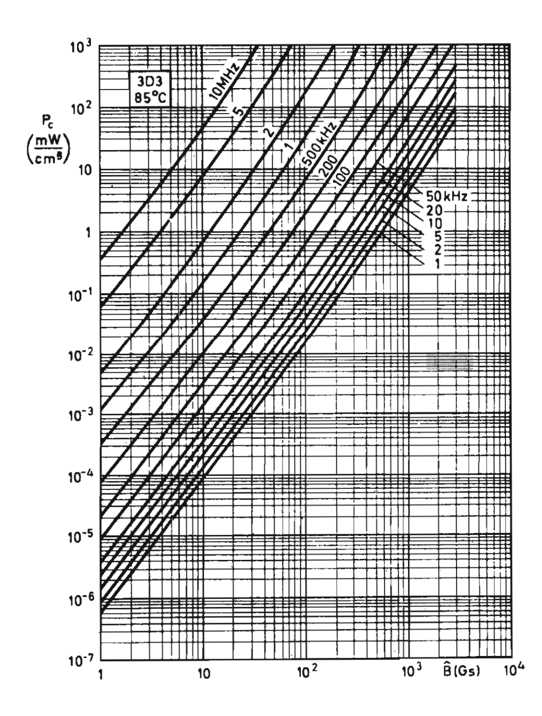


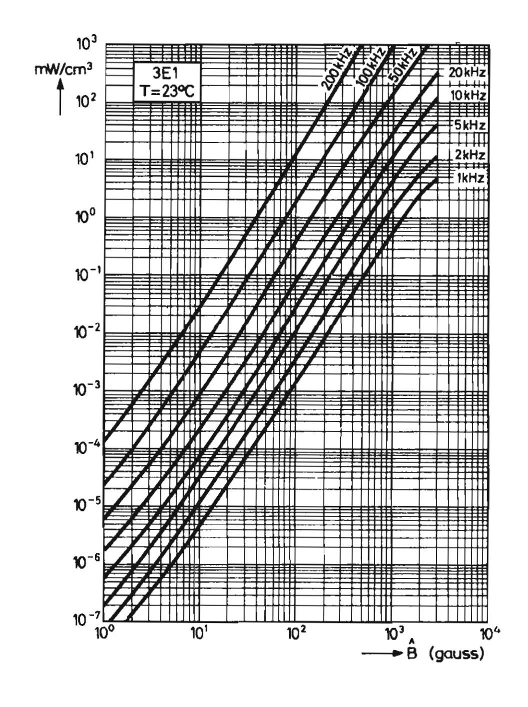


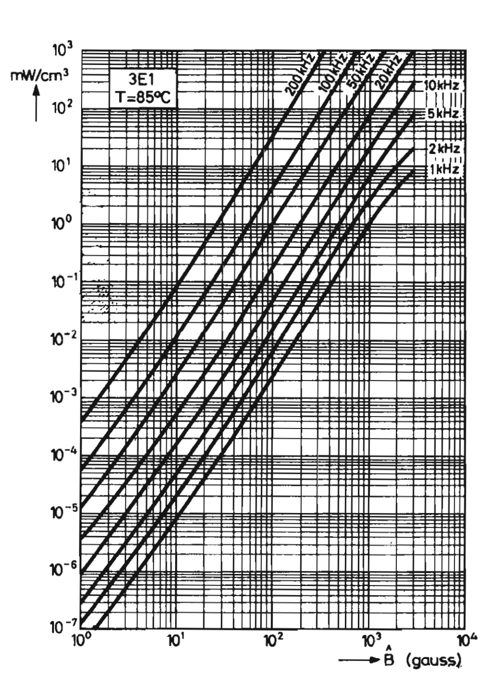
Pérdidas del núcleo en función de la inducción.

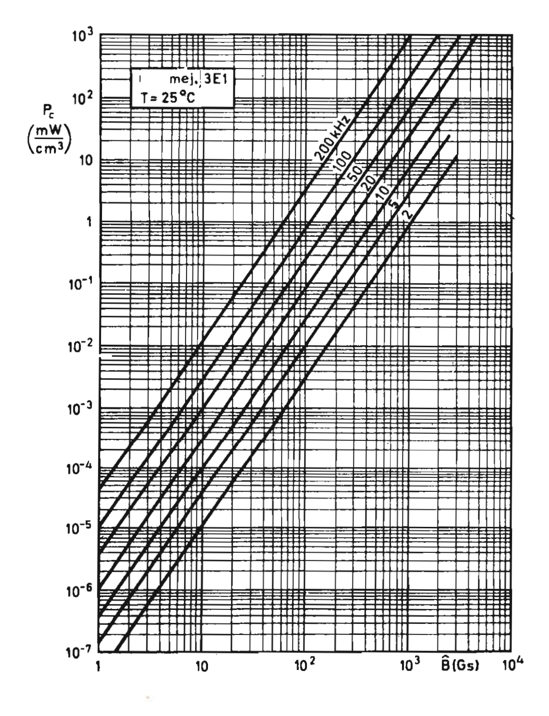


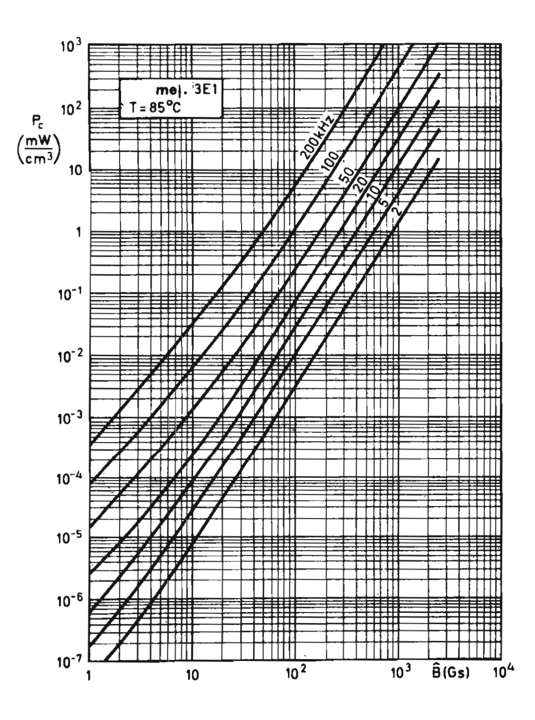


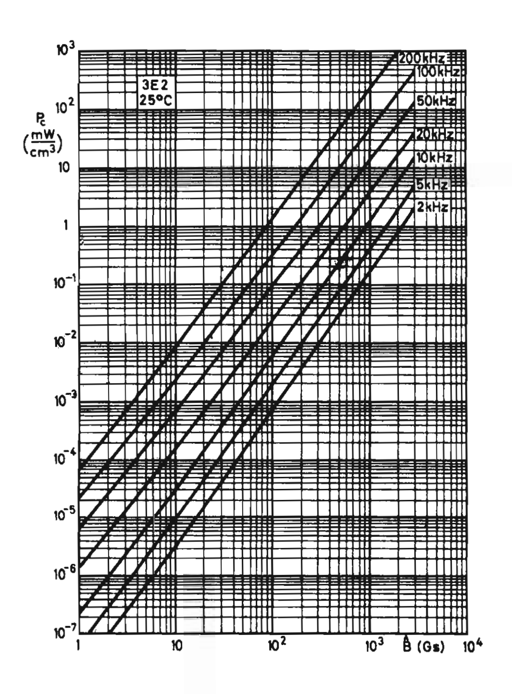


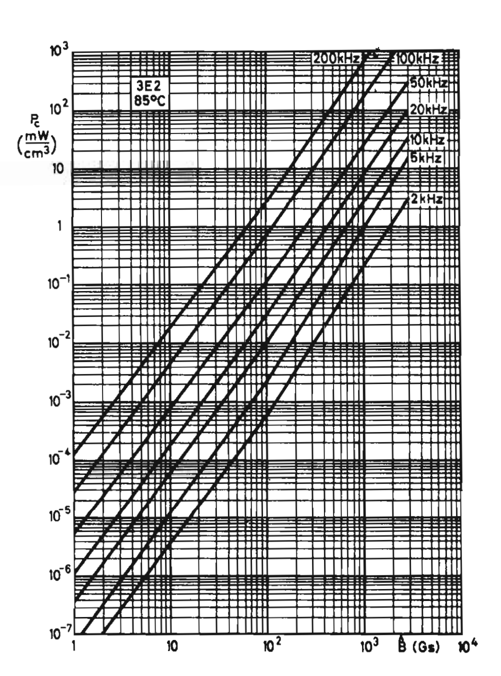

3E1
T=23ºC
mW/cm³
200kHz
100kHz
50kHz
20kHz
10kHz
5kHz
2kHz
1kHz
B̂ (gauss)

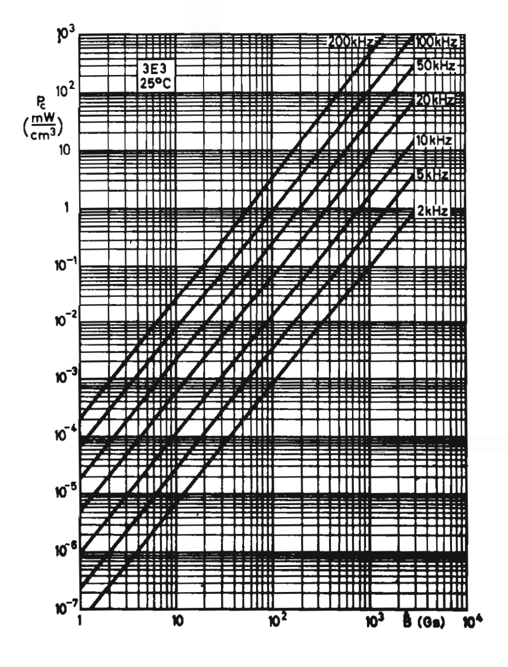

3E1
T=85ºC
mW/cm³
200kHz
100kHz
50kHz
20kHz
10kHz
5kHz
2kHz
1kHz
B̂ (gauss)

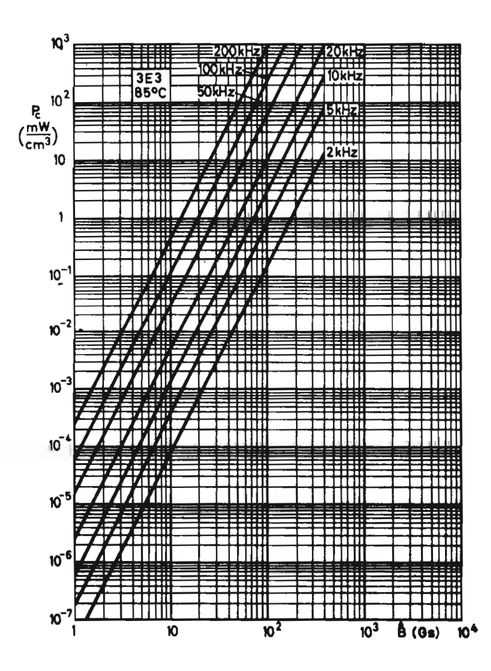

mej. 3E1
T= 25 ºC
Pc (mW/cm³)
200kHz
100
50
20
10
5
2
B̂(Gs)

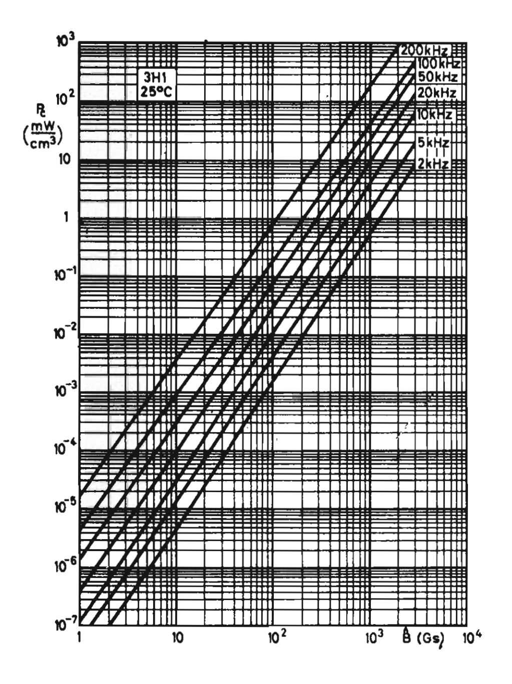

mej. 3E1
T= 85 ºC
Pc (mW/cm³)
200kHz
100
50
20
10
5
2
B̂(Gs)

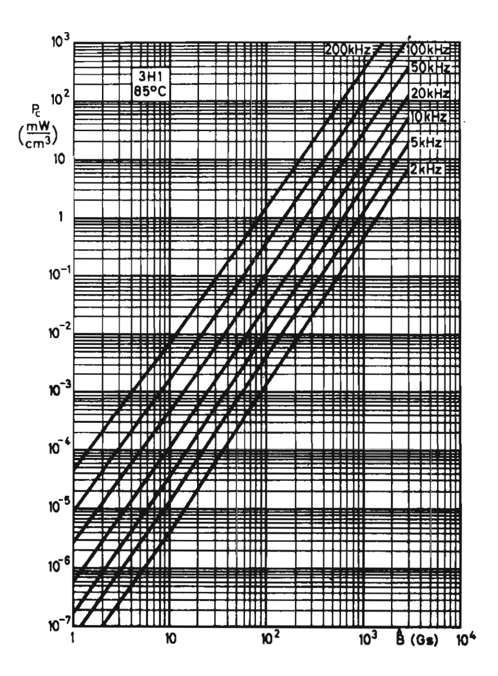

3E2
25°C
P_c
$\left(\frac{mW}{cm^3}\right)$
200kHz
100kHz
50kHz
20kHz
10kHz
5kHz
2kHz
$\hat{B}$ (Gs)

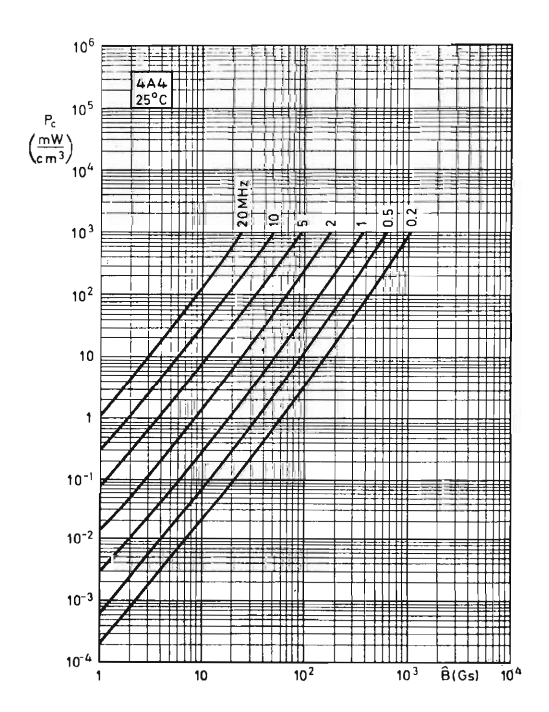

3E2
85°C
P_c
$\left(\frac{mW}{cm^3}\right)$
200kHz
100kHz
50kHz
20kHz
10kHz
5kHz
2kHz
$\hat{B}$ (Gs)

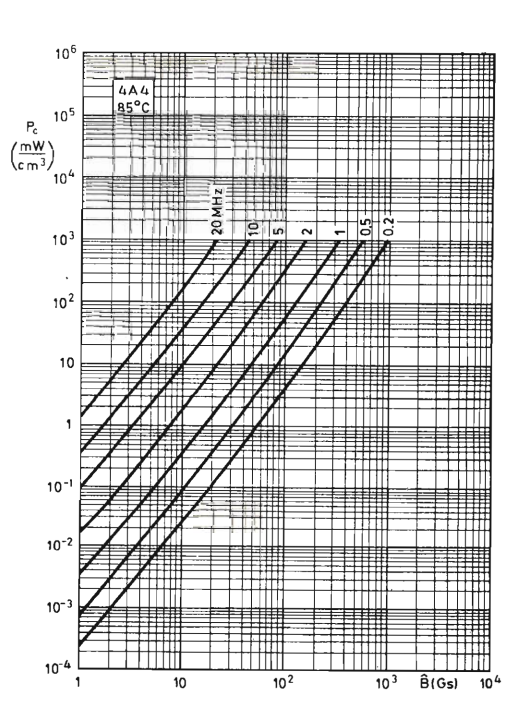

3E3
25°C
P_c
$\left(\frac{mW}{cm^3}\right)$
200kHz
100kHz
50kHz
20kHz
10kHz
5kHz
2kHz
$\hat{B}$ (Gs)

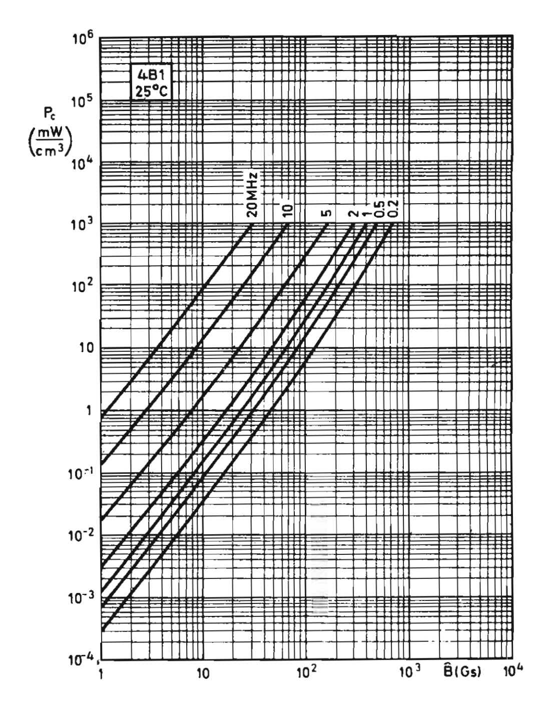

3E3
85°C
P_c
$\left(\frac{mW}{cm^3}\right)$
200kHz
100kHz
50kHz
20kHz
10kHz
5kHz
2kHz
$\hat{B}$ (Gs)

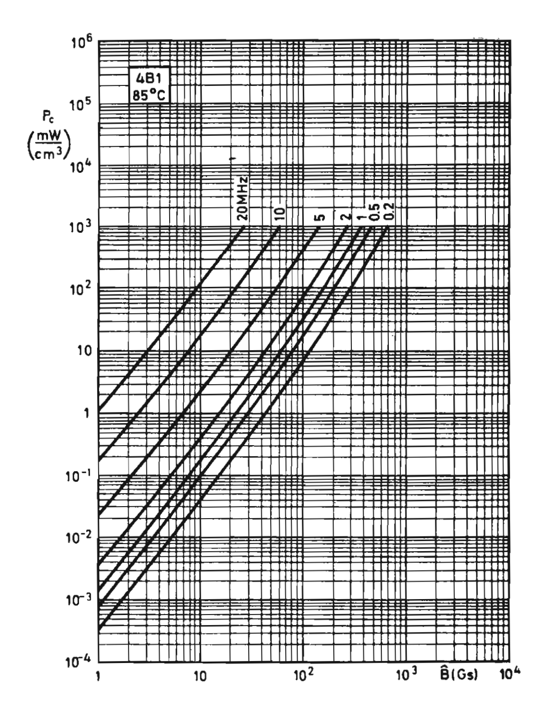

3H1
25°C
200kHz
100kHz
50kHz
20kHz
10kHz
5kHz
2kHz
Pc (mW/cm3)
B̂ (Gs)

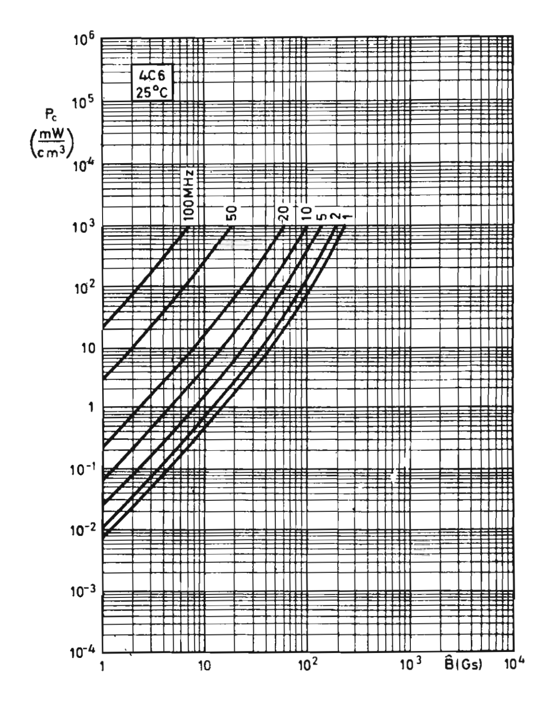

3H1
85°C
200kHz
100kHz
50kHz
20kHz
10kHz
5kHz
2kHz
Pc (mW/cm3)
B̂ (Gs)

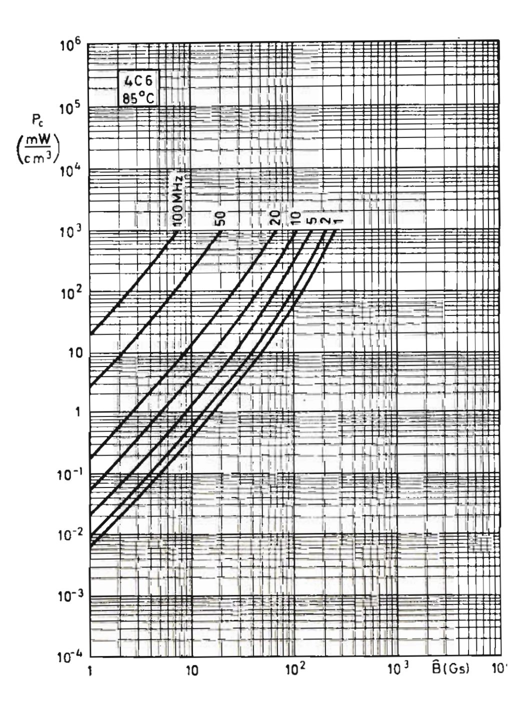

4A4
25°C
20MHz
10
5
2
1
0.5
0.2
Pc (mW/cm3)
B̂(Gs)


4A4
85°C
20MHz
10
5
2
1
0.5
0.2
Pc (mW/cm3)
B̂(Gs)

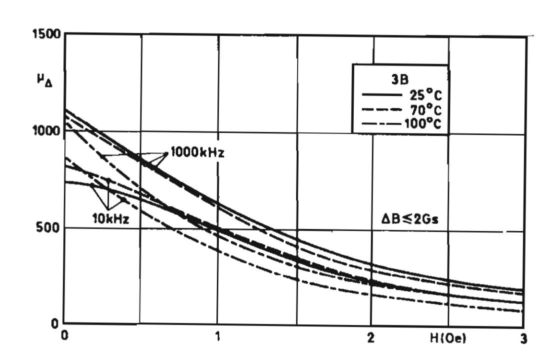

4B1
25°C
P_c
(mW/cm³)
20MHz
10
5
2
1
0.5
0.2
B̂(Gs)

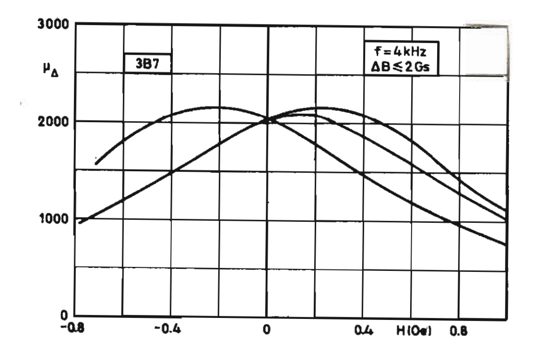

4B1
85°C
P_c
(mW/cm³)
20MHz
10
5
2
1
0.5
0.2
B̂(Gs)

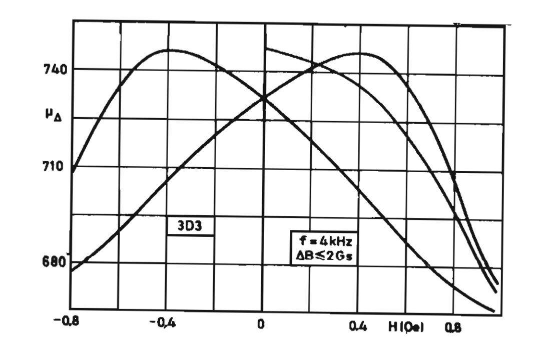

4C6
25°C
P_c
(mW/cm³)
100MHz
50
20
10
5
2
1
B̂(Gs)

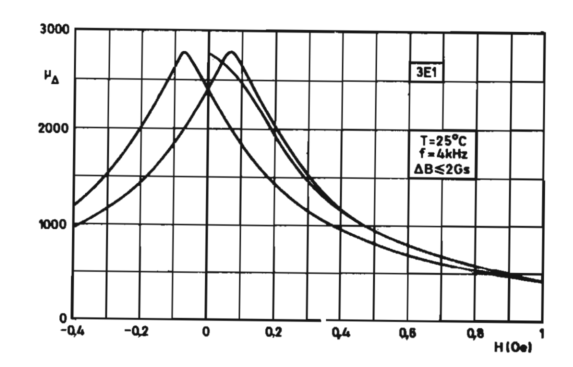

4C6
85°C
P_c
(mW/cm³)
100MHz
50
20
10
5
2
1
B̂(Gs)

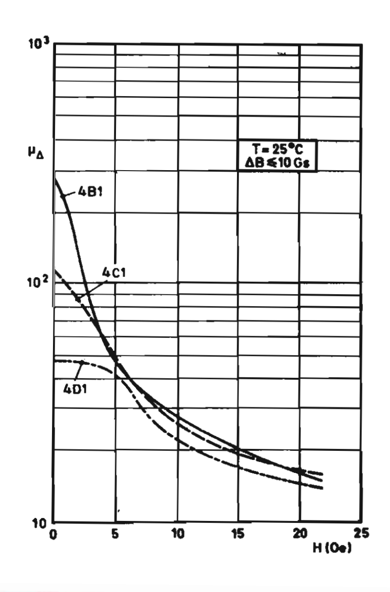
Permeabilidad incremental en función de la intensidad de campo.











TRIODOS PARA CALENTAMIENTO INDUSTRIAL POR ALTA FRECUENCIA

La industria de calentamiento por alta frecuencia utilizó al principio válvulas emisoras destinadas a telecomunicación. Sin embargo, las condiciones de trabajo son distintas en estas dos aplicaciones, como pone de manifiesto la siguiente tabla.

	telecomunicación	calentamiento alta frecuencia
alimentación	regulada	no necesita filtro ni regulación
carga	constante y adaptada	esencialmente variable
ganancia en potencia	la mayor posible	puede ser pequeña (oscilador)
ancho de banda	grande	inexistente (frecuencia única)
distorsión	la menor posible	no tiene importancia
vibraciones y choques		pueden ser importantes

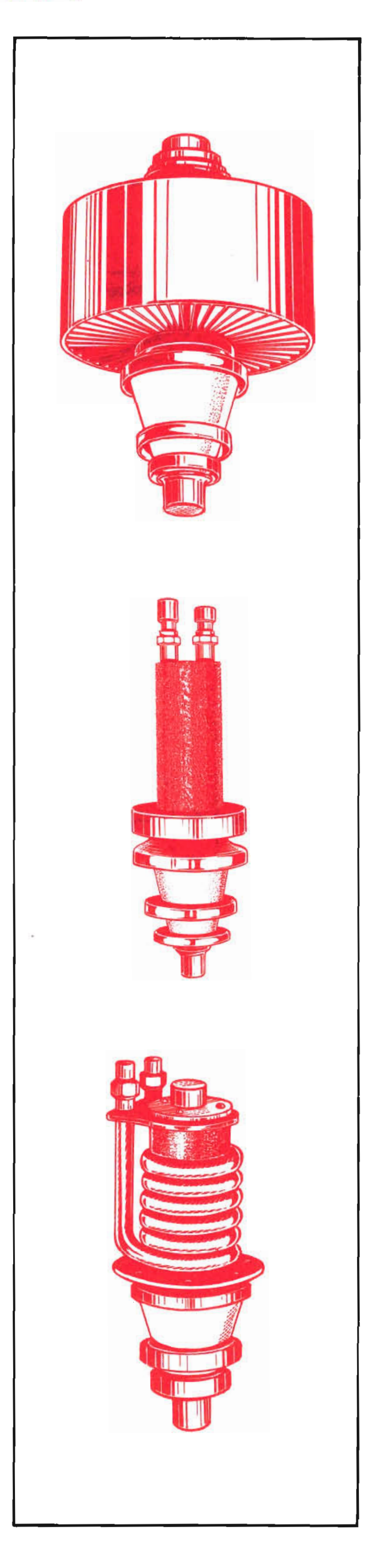
Debido a estas diferencias de trabajo, las válvulas para calentamiento industrial por alta frecuencia se caracterizan por:

- robustez de los electrodos
- robustez de la ampolla (construcción metal-cerámica)
- adaptación a variaciones de carga
- seguridad de condiciones de trabajo
- adaptación al montaje: construcción coaxial
- funcionamiento a frecuencias elevadas
- distintas posibilidades de refrigeración (véase tabla)

Nuestra gama de triodos para calentamiento industrial por alta frecuencia se ha visto recientemente ampliada con la introducción de cuatro nuevos tipos: YD1185, YD1187, YD1195 e YD1197. La tabla adjunta muestra los tipos disponibles de acuerdo con la potencia de salida típica y el sistema de refrigeración empleado.

Si Ud. construye equipos de calentamiento industrial por alta frecuencia, solicite características y aplicaciones del tipo o tipos que puedan serle de interés.

Potencia salida típica (kW)	Refrigeración					
	aire forzado	agua			vapor	
		sin camisa	tubo helicoidal	camisa integrada	sin camisa	calentador integrado
2,67	YD1240					
4,75	YD1150	YD1151	YD1152			
8,8	YD1160	YD1161	YD1162			
13,2	YD1173					
15,4	YD1170	YD1171	YD1172			
31,6	YD1180			YD1182		
45	YD1185		YD1187			
62,7	YD1190			YD1192	YD1193	YD1194
90	YD1195		YD1197			
120				YD1202	YD1203	YD1204
240				YD1212	YD1213	
480				YD1342	YD1343	





F. ESTRADA VIDAL

COMPLEMENTO 1972 DEL CATALOGO MUNDIAL DE TRANSISTORES
Editorial Janzer. Barcelona, 1972.
Un volumen de 204 páginas (21 x 15 cm)

Esta obra es un complemento del "Catálogo Mundial de Transistores" de la Editorial Janzer, cuya segunda edición apareció en 1971.

Recopila las características y equivalencias de 2.500 tipos nuevos de transistores producidos por 162 fabricantes europeos, americanos y japoneses.

El catálogo está dividido en varias partes: en la primera se dan las características resumidas de los diferentes tipos de transistores; en la segunda se indican estas características para los modelos de más reciente producción; en la tercera se incluye una relación de tipos complementarios; en la cuarta se establece un número de equivalencia en función de la frecuencia de trabajo y de la potencia de salida; en la quinta se da la relación numérica de los tipos equivalentes de acuerdo con el número establecido en la parte anterior; en la sexta se muestran los diferentes tipos de cápsulas y terminales, y en la séptima parte, finalmente, se da una relación de fabricantes.



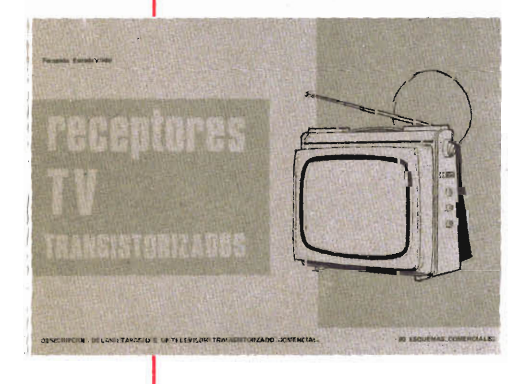
E. RAS

TRANSFORMADORES DE POTENCIA, DE MEDIDA Y DE PROTECCION
Editorial Marcombo. Barcelona, 1972
Un volumen de 280 páginas (16 x 21 cm)
Segunda edición.

Interesante obra de estudio monográfico sobre los transformadores de potencia, de medida y de protección que cubre un importante vacío existente en la bibliografía técnica, por cuanto escasean los estudios que traten sobre transformadores de medida, por una parte, y no abundan tampoco, por otra, los que sepan compaginar de modo ponderado el aspecto didáctico de la exposición con la profundidad en los aspectos teóricos de los transformadores. Esta obra fue galardonada en su primera edición con el premio anual al mejor libro técnico por la Agrupación de Bilbao de la Asociación Nacional de Ingenieros Industriales.

Un resumen del índice dará a nuestros lectores una idea más cabal del contenido de esta obra:

1. Generalidades. 2. Teoría del transformador monofásico de potencia. 3. Transforma-



F. ESTRADA VIDAL

Esquemas de TV. Tomos I (2.ª edición 1970), II (2.ª edición 1969) y III (1969) (32 x 21 cm)
ESQUEMAS DE TV TRANSISTORIZADOS
Editorial Janzer. Barcelona.

Estas obras constituyen una recopilación de esquemas comerciales de receptores de televisión.

Los tres tomos publicados de la serie "Esquemas de TV" reproducen los esquemas originales suministrados por los propios fabricantes nacionales y extranjeros: el primer tomo contiene 127 esquemas de 32 fabricantes; el segundo tomo, 132 esquemas de 65 fabricantes, y el tercer tomo, 122 esquemas de 48 fabricantes.

El volumen dedicado a "Esquemas de TV Transistorizados" va precedido de una breve descripción de las partes de un televisor con transistores. Reproduce 84 modelos de 36 marcas distintas que constituyen una valiosa colección de esquemas de receptores de televisión transistorizados muy útil para el ajustador y reparador.

El principal interés de estas obras reside en que constituyen una buena colección de

Este catálogo facilita la rápida localización de tipos equivalentes y sustituibles de transistores, por lo que resulta una obra de consulta idónea para talleres de reparación de aparatos electrónicos en los que se utilizan transistores.

ción de sistemas trifásicos. 4. Regulación de tensiones. 5. Transformaciones especiales. 6. Transformadores de medida y de protección.

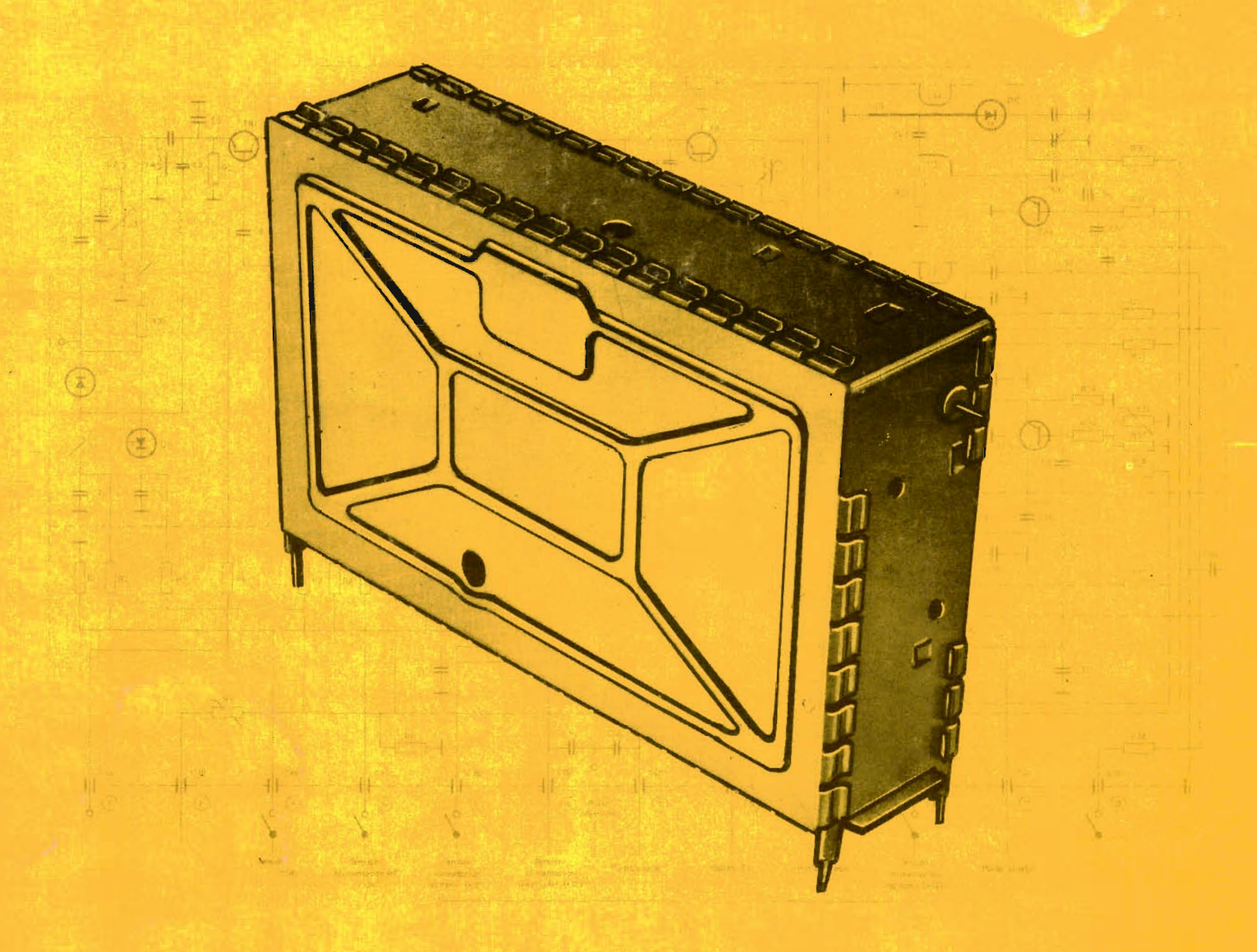
Catorce apéndices tratan de cuestiones más especializadas: 1. Sobrecargas permisibles. 2. Aspectos térmicos en los transformadores. 3. Pérdidas en los transformadores. 4. Acoplamientos de empleo general según CEI 76. 5. Los desfases y la puesta en paralelo de transformadores. 6. Análisis del desequilibrio fase-fase en los transformadores con conexiones Dy. 7. Transformadores con tres arrollamientos. 8. Impedancias directa, inversa y homopolar, en los transformadores. 9. Designaciones de transformadores según los medios y métodos de refrigeración, de acuerdo con la recomendación CEI 76. 10. Determinación experimental de polaridades. 11. Tolerancias en los valores nominales y en los de garantía de los transformadores. 12. Clases de precisión en transformadores de medida. Consumos de los aparatos alimentados. Usos según clases de precisión. 13. El aceite en los transformadores. 14. Ventilación de celdas para transformadores.

Cabe mencionar que esta segunda edición ha incorporado, además de otras mejoras y ampliaciones del texto, el último apéndice citado sobre ventilación de celdas para transformadores.

esquemas de fácil consulta para el técnico que ha de reparar o ajustar televisores, a la vez que permiten establecer comparaciones entre las distintas soluciones adoptadas por las diferentes marcas para resolver cada una de las partes del televisor.

TABLA DE OPERACIONES LÓGICAS CON DOS VARIABLES

		variables		valores de las variables					
		X		0	0	1	1		
		Y		0	1	0	1		
símbolos	función lógica (conectiva proposicional)	expresiones	otras expresiones	tabla de la verdad				otros símbolos	otras denominaciones
	FUNCIÓN NULA	0		0	0	0	0		
$\wedge$	CONJUNCIÓN Y, AND (...y...)	$X \wedge Y$	$\bar{X} \not\vee \bar{Y}$	0	0	0	1	. $\cap$	producto lógico intersección
$\nrightarrow$	NO IMPLICACIÓN (...pero no...)	$X \nrightarrow Y$	$X \wedge \bar{Y}$ $\bar{X} \not\vee Y$	0	0	1	0		inhibición exclusión
	AFIRMACIÓN	X		0	0	1	1		
$\nleftarrow$	NO INCLUSIÓN (no...pero...)	$X \nleftarrow Y$	$\bar{X} \wedge Y$ $X \not\vee \bar{Y}$	0	1	0	0		inhibición inversa exclusión
	AFIRMACIÓN	Y		0	1	0	1		
$\nleftrightarrow$	NO EQUIVALENCIA (o...o...pero no ambos)	$X \nleftrightarrow Y$	$\overline{X \leftrightarrow Y}$	0	1	1	0	$\oplus$	disyunción excluyente dilema O excluyente (exclusive OR)
$\vee$	DISYUNCIÓN O, OR (...o...)	$X \vee Y$	$\bar{X} \not\wedge \bar{Y}$	0	1	1	1	+ $\cup$	disyunción incluyente suma lógica reunión
$\not\vee$	NO DISYUNCIÓN NO-O, NOR (ni... y ni...)	$X \not\vee Y$	$\bar{X} \wedge \bar{Y}$ $\overline{X \vee Y}$	1	0	0	0	$\downarrow$	negación conjunta exclusión NI
$\leftrightarrow$	EQUIVALENCIA (...si y sólo si...)	$X \leftrightarrow Y$	$\overline{X \nleftrightarrow Y}$	1	0	0	1	$\equiv$ $\odot$	
$\bar{\ }$	NEGACIÓN (no...)	$\bar{Y}$		1	0	1	0	~ ¬	complementación
$\leftarrow$	IMPLICACIÓN INVERSA (...si...)	$X \leftarrow Y$		1	0	1	1		
$\bar{\ }$	NEGACIÓN (no...)	$\bar{X}$		1	1	0	0	~ ¬	complementación
$\rightarrow$	IMPLICACIÓN (si...entonces...)	$X \rightarrow Y$		1	1	0	1	$\supset$ $\Rightarrow$	
$\not\wedge$	NO CONJUNCIÓN NO-Y, NAND (no a la vez...y...)	$X \not\wedge Y$	$\overline{X \wedge Y}$ $\bar{X} \vee \bar{Y}$	1	1	1	0	/	incompatibilidad negación alternada ON
	FUNCIÓN UNIDAD	1		1	1	1	1		



SINTONIZADOR VHF/UHF

CON DIODOS DE CAPACIDAD VARIABLE

El sintonizador VHF/UHF tipo ELC2000S, con sintonía por diodos de capacidad variable y conmutación electrónica de banda, incorpora importantes novedades gracias a las cuales se consigue una mejor y más fácil recepción de los distintos canales de televisión de las bandas I, III, IV y V del sistema C.C.I.R.

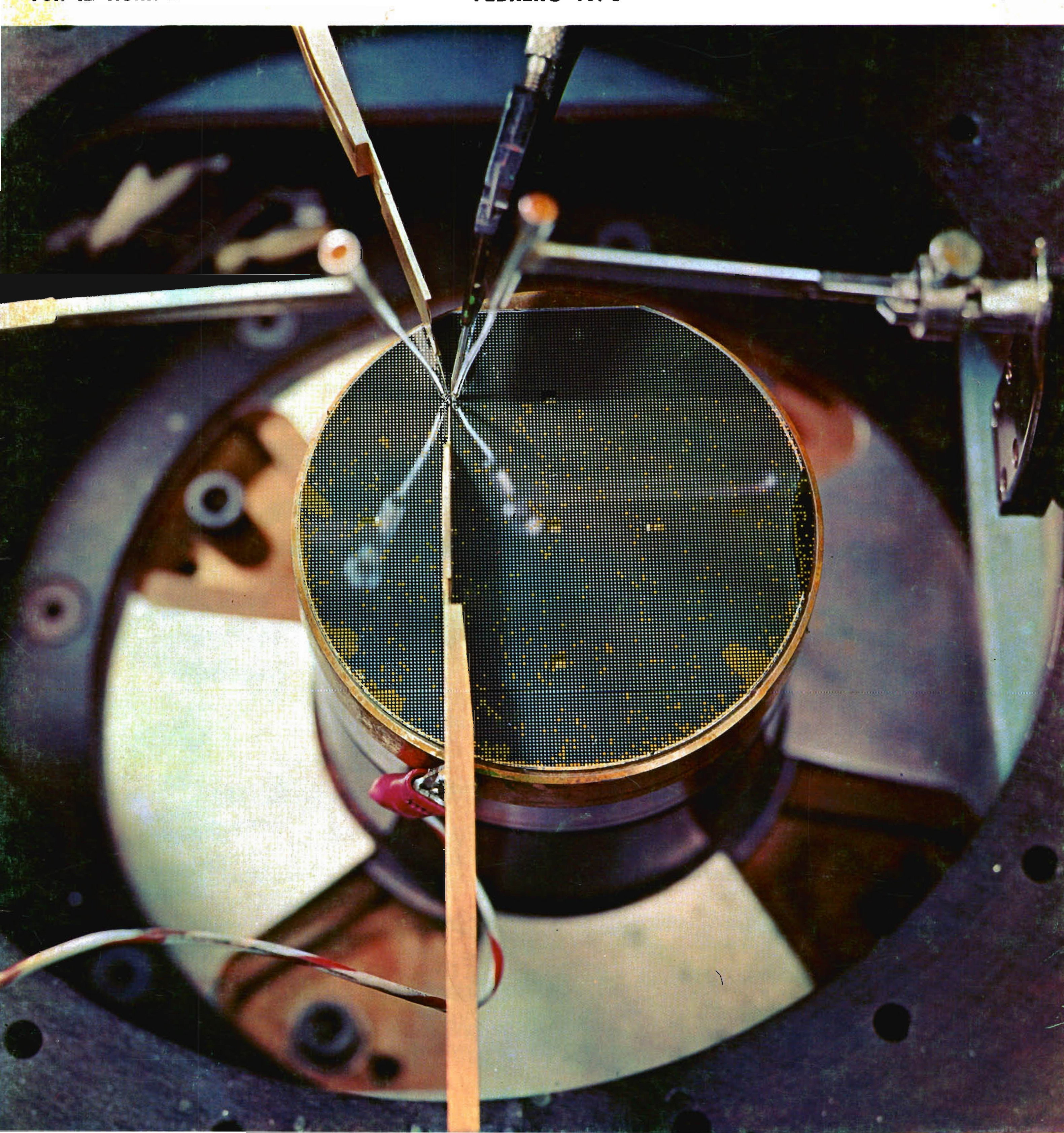
Mecánicamente, todos los componentes van montados sobre un solo circuito impreso y el conjunto encerrado en una caja metálica de reducidas dimensiones. Los puntos de conexión, ajuste y prueba son fácilmente asequibles.

Eléctricamente, un circuito cuidadosamente diseñado y montado proporciona unas excelentes características de funcionamiento, elevada ganancia, bajo factor de ruido, estabilidad, ausencia de interferencia y radiación, ausencia de microfonía, etc.

Si desea conocer las características completas de este nuevo sintonizador para televisión, solicite la hoja de características que acabamos de publicar y que le será enviada gratuitamente. Si desea conocer su aplicación a un receptor de televisión, solicite la Información B11, en la que se describe un televisor para blanco y negro que utiliza dicho sintonizador.

REVISTA "Miniwatt"

Vol. 12-Núm. 2 FEBRERO 1973 25 Ptas.

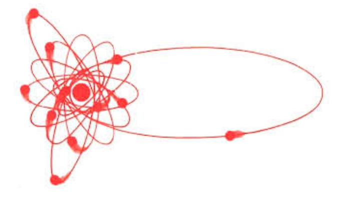


CIRCUITOS INTEGRADOS FJ (TTL)

PUERTAS:	NAND: de 8 entradas	FJH101/7430
	doble de 4 entradas	FJH111/7420
	triple de 3 entradas	FJH121/7410
	cuádruple de 2 entradas	FJH131/7400
		FJH231/7401
		FJH291/7403
		FJH301/7426
		FJH311/7401-S1
	NAND potencia: doble de 4 entradas	FJH141/7440
	NOR: cuádruple de 4 entradas	FJH221/7402
	AND/OR/NOT: doble de 2+2 entradas	FJH161/7451
	ídem con entrada de expansión	FJH151/7450
	simple de 2+2+2+2 entradas	FJH181/7454
	ídem con entrada de expansión	FJH171/7453
	OR exclusiva: cuádruple	FJH271/7486
	Inversor: séxtuple	FJH241/7404
		FJH251/7405
		FJH321/7405-S1
FLIP-FLOPS:	JK: simple (entradas AND)	FJJ101/7470
	simple ordenador-seguidor (entrada AND)	FJJ111/7472
	doble ordenador-seguidor	FJJ121/7473
		FJJ261/74107
	ídem con entradas de puesta a 0 y a 1	FJJ191/7476
	D doble, disparado por flanco	FJJ131/7474
	D cerrojo: de 4 bits por 2 entradas (S y D)	FJJ341/9314
	doble de 4 bits	FJJ281/9308
	cuádruple	FJJ181/7475
	séxtuple	FJJ291/74118
REGISTROS DE DESPLAZAMIENTO:	Simple: de 4 bits	FJJ321/9300
	de 5 bits	FJJ241/7496
	de 8 bits	FJJ151/7491A
	Doble de 8 bits	FJJ371/9328
CONTADORES:	Decimal (BCD)	FJJ141/7490
		FJJ351/9310
	Decimal reversible (BCD)	FJJ331/9306
	Binario de 4 bits	FJJ361/9316
	De 4 bits (divisor por 2, 4, 8, 16)	FJJ211/7493
	De 4 bits (divisor por 2, 6, 12)	FJJ251/7492
MULTIPLEXORES:	De 8 entradas	FJH351/9312
	Doble de 4 entradas	FJH401/9309
	Cuádruple de 2 entradas	FJH391/9322
OPERADORES:	Sumador (entradas con puerta)	FJH191/7480
	Doble sumador	FJH371/9304
	Sumador de 2 números x 2 bits	FJH201/7482
	Sumador de 2 números x 4 bits	FJH211/7483
	Comprobador de paridad de 8 bits	FJH281/74180
CODIFICADORES-DECODIFICADORES:	Codificador de 8 entradas con prioridad	FJH381/9318
	Decodificador: de 1 a 10	FJH261/7442
	de 1 a 16 (con entradas de inhibición)	FJH341/9311
	de 1 a 16 (con entradas de inhibición)	FJH361/9311
VARIOS:	Multivibrador monoestable	FJK101/74121
	Multivibrador monoestable (con puesta a cero)	FJK111/9600
	Doble multivibrador monoestable (con puesta a cero)	FJK121/9602
	Doble disparador de Schmitt de 4 entradas	FJL131/7413
	Decodificador-excitador de tubo indicador numérico	FJL101/7441A
	Doble puerta AND/OR/NOT para expansión	FJY101/7460

REVISTA "Miniwatt"

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
MARIA ROSA BORRÁS

Compaginación:
MAURICIO RAMOS LÓPEZ

Suscripciones:
CARMEN GARCÍA MARTÍNEZ

Publicada por:

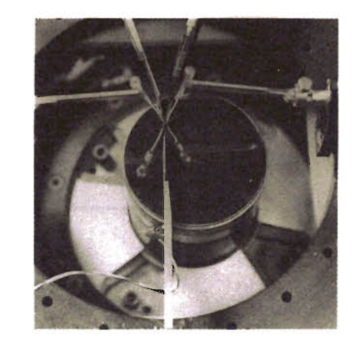
COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCIÓN ANUAL
(11 números) 200 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 25 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona



Comprobación de características eléctricas en una placa de silicio que contiene 15.000 elementos BF 167

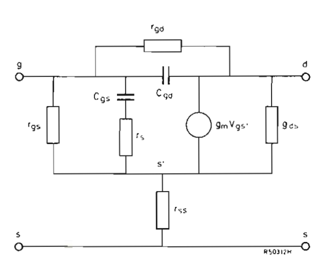
ÍNDICE

VOLUMEN 12 - Número 2 **FEBRERO 1973**

PARAMETROS DE LOS TRES CIRCUITOS BASICOS DE LOS TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO

circuito	surtidor común	puerta común	drenador común
admitancia de entrada $y_{11} = y_i$	y_{is} $= j\omega\,(C_{gs} + C_{dg}) +$ $+ \omega^2\, C_{gs}{}^2\, r_{gs}$	y_{ig} $= j\omega\,(C_{gs} + C_{dg}) +$ $+ g_{ds} + \omega^2\, C_{gs}{}^2\, r_{gs} +$ $+ g_m$	y_{id} $= j\omega\,(C_{gd} + C_{gs}) +$ $+ \omega^2\, C_{gs}{}^2\, r_{gs}$
admitancia de transferencia inversa $y_{12} = y_r$	$y_{rs} = -j\omega\, C_{dg}$	y_{rg} $= -g_{ds} - j\omega C_{ds}$	y_{rd} $= -j\omega\, C_{gs} -$ $- \omega^2\, C_{gs}{}^2\, r_{gs}$
admitancia de transferencia directa $y_{21} = y_f$	y_{fs} $= g_m - j\omega\, C_{dg}$	y_{fg} $= -g_m - g_{ds} -$ $- j\omega\, C_{ds}$	y_{fd} $= -g_m - j\omega\, C_{gs} -$ $- \omega^2\, C_{gs}{}^2\, r_{gs}$
admitancia de salida $y_{22} = y_o$	y_{os} $= g_{ds} +$ $+ j\omega\,(C_{ds} + C_{dg})$	y_{og} $= j\omega\,(C_{dg} + C_{ds}) +$ $+ g_{ds}$	y_{od} $= j\omega\,(C_{ds} + C_{gs}) +$ $+ g_{ds} +$ $+ \omega^2\, C_{gs}{}^2\, r_{gs}$

Subíndices
- i = entrada
- o = salida
- d = drenador
- g = puerta o graduador
- s = surtidor
- f = surtidor directo
- r = surtidor inverso



circuito equivalente

EL TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO MOS

La tecnología MOS (metal-óxido-semiconductor) aplicada al transistor de efecto de campo proporciona interesantes propiedades eléctricas. Para comprender mejor tales características interesa conocer no sólo el comportamiento de estos transistores sino también su estructura, elementos que nos facilitarán una idea más completa acerca de sus posibles aplicaciones.

1. FUNCIONAMIENTO

A diferencia del transistor de efecto de campo de unión, el transistor de efecto de campo MOS tiene un electrodo metálico de puerta que está eléctricamente aislado del cristal semiconductor por medio de una delgada película de óxido.

Este conjunto de metal, óxido y semiconductor es lo que ha dado lugar a la denominación MOS para estos transistores de efecto de campo.

La figura 1 representa una sección de un transistor MOS. Dos zonas de tipo N, marcadamente dopadas (N^+), están difundidas en el interior del substrato de tipo P para formar el surtidor y el drenador. El electrodo metálico de puerta forma un condensador con el substrato subyacente o región del canal cuyo dieléctrico es la película de óxido. Si la puerta tiene una tensión positiva con respecto a la del substrato, los electrones de éste son atraídos hacia la zona de separación entre el silicio y el dióxido de silicio y los huecos se alejan de dicha zona, lo cual da lugar a la formación de capa de tipo N (capa de inversión) debajo del dieléctrico entre el surtidor y el drenador. Esta capa de inversión se denomina "canal N". Si se aplica una tensión surtidor-drenador, circulará una corriente I_D por este canal.

La variación de la tensión V_{GS} hace cambiar la densidad de electrones y, por consiguiente, la resistencia del canal N y de este modo el valor de la corriente I_D. Sin embargo, a diferencia del transistor de efecto de campo de unión, la tensión de puerta del transistor de efecto de campo MOS puede cambiar de signo sin que se produzca una corriente de puerta.

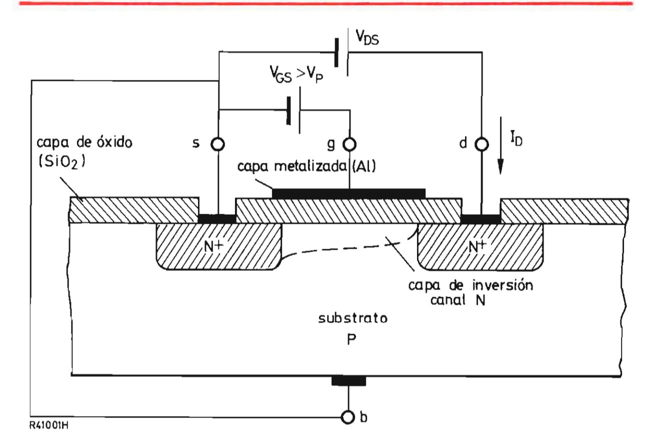


Figura 1. Sección esquemática de un transistor MOS del tipo enriquecido, canal N ("normalmente bloqueado")

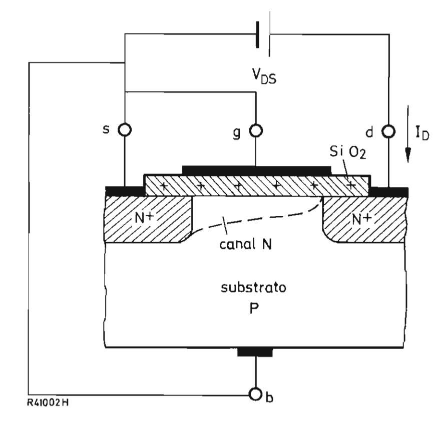


Figura 2. Sección esquemática de un transistor MOS del tipo vaciado, canal N ("normalmente conductor")

2. TRANSISTORES MOS DE ENRIQUECIMIENTO (NORMALMENTE BLOQUEADO) Y DE VACIADO (NORMALMENTE CONDUCTOR)

El transistor de efecto de campo MOS antes descrito es un tipo de canal N enriquecido; es decir, el número de portadores de carga móviles (electrones) ha de ser aumentado primero (enriquecido) mediante la aplicación de una tensión de puerta positiva. No existe canal si la tensión de puerta es cero. Puesto que una tensión de drenador positiva hace que la unión PN entre la zona de drenador y el substrato esté bloqueada, no pasará corriente entre surtidor y drenador, a excepción de la corriente de fugas, mientras la tensión de puerta se mantenga a cero.

La tensión V_{GS}, para la cual comenzará a pasar cierta corriente, debido a la formación de una capa de inversión, se denomina tensión de estrangulamiento V_P o tensión de umbral V_T. La figura 3 muestra las características de un tipo de enriquecimiento.

Lo opuesto al tipo enriquecido es el empobrecido, o de vaciado, en el cual existe siempre un canal de conducción incluso sin tensión de puerta. Este efecto es producido por los iones positivos inmóviles que se encuentran siempre en la capa de óxido. Estos iones dan lugar a una capa de inversión tipo N en el substrato de tipo P, incluso para $V_{GS} = 0$, de modo que se forma un canal (fig. 2).

Cuando la tensión de puerta se hace negativa, se expulsan electrones móviles del canal N, y la corriente de drenador desciende a cero. Si la tensión de puerta es positiva, la densidad de electrones y, por consiguiente, la corriente de drenador aumentan de nuevo como en el tipo de enriquecimiento. Esto significa que un transistor MOS pueda ser usado de ambos modos, enriquecimiento y vaciado (fig. 3b). En cambio, el transistor de efecto de campo de unión se emplea generalmente en modo vaciado, debido a que el trabajo en modo enriquecido provoca una polarización directa del diodo de la puerta-canal.

Por eso es mejor distinguir ambos modos de trabajo mediante las denominaciones "normalmente conductor" y "normalmente bloqueado". Estas denominaciones significan lo siguiente:

- normalmente conductor: circula una corriente apreciable de drenador para $V_{GS} = 0$
- normalmente bloqueado: prácticamente no circula corriente de drenador para $V_{GS} = 0$

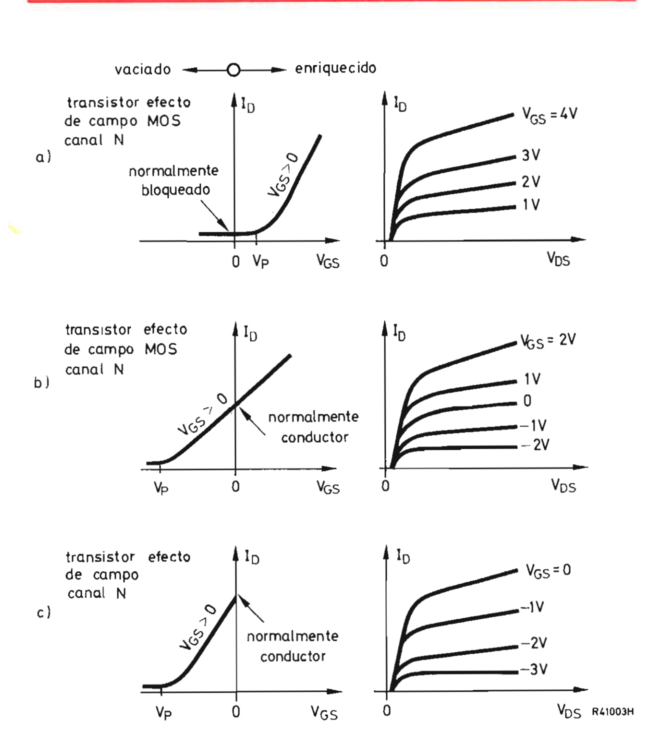


Figura 3. Ejemplos de características de transistores de efecto de campo. a) normalmente bloqueado (tipo enriquecido), b) normalmente conductor (tipos vaciado y enriquecido), y c) tipo vaciado puro (sólo se encuentra en transistores de efecto de campo de unión).

La principal ventaja de esta clasificación de los transistores de efecto de campo MOS consiste en que se basa en una propiedad de la característica eléctrica y no en un proceso físico por el cual el usuario no está directamente interesado, y que ha de ser traducido en términos de funcionamiento eléctrico.

De ahí se deduce que el transistor de efecto de campo de unión sea un tipo "normalmente conductor" (fig. 3c). En los tipos normalmente bloqueados, el potencial de trabajo de la puerta se encuentra entre los potenciales de surtidor y de drenador; esto también ocurre con los transistores bipolares, en los que el potencial de la base es intermedio entre el del emisor y el del colector. En los tipos normalmente conductores, en cambio, el potencial de puerta se encuentra fuera de los niveles de potencial del drenador y del surtidor, y puede obtenerse una "polarización automática de puerta" con la ayuda de un resistor en el terminal del surtidor.

3. TRANSISTORES MOS DE CANAL P Y CANAL N

En el transistor MOS de tipo P, el dopado de las distintas partes es contrario al indicado en la figura 1, y los signos de las corrientes y de las tensiones cambia de acuerdo con ello. Existen cuatro posibles tipos de transistores MOS, como se indica en la figura 4.

La flecha señala el terminal del substrato e indica el sentido del paso de la corriente con polarización directa

	tipo MOS	símbolo circuito	V_P	V_{DS}, I_D	
canal N	normalmente conductor tipo vaciado	d, b, g, s	< 0	> 0	I_D – V_{GS}
	normalmente bloqueado tipo enriquecido	d, b, g, s	⩾ 0	> 0	I_D – V_{GS}
canal P	normalmente conductor tipo vaciado	d, b, g, s	> 0	< 0	I_D – V_{GS}
	normalmente bloqueado tipo enriquecido	d, b, g, s	⩽ 0	< 0	I_D – V_{GS}

R41004H

Figura 4. Transistor MOS. El terminal b del substrato está conectado generalmente al surtidor; con frecuencia la conexión se hace internamente.

de la unión PN. En los símbolos de los transistores MOS, el terminal de puerta está situado asimétricamente hacia el terminal del surtidor para mejor distinguir entre drenador y surtidor.

Los símbolos utilizados para estos dispositivos han de permitir una diferenciación entre los tipos normalmente conductores y los normalmente bloqueados. En la convención aquí utilizada se representa con una línea gruesa continua el canal de los tipos normalmente conductores y con una línea gruesa de trazos el canal de los tipos normalmente bloqueados.

4. TENSION DE ESTRANGULACION *(PINCH-OFF VOLTAGE)*

La tensión de estrangulamiento V_P depende en gran medida de varios factores: carga fijada en el óxido, estado de la superficie en la separación entre el dióxido de silicio y el silicio, y el grado de dopado del substrato. Un control adecuado de los efectos de la separación entre dióxido de silicio y silicio es esencial si ha de obtenerse una tensión de estrangulamiento reproducible con suficiente independencia de la temperatura y del envejecimiento. Esto sólo se puede conseguir aplicando un proceso tecnológico muy perfecto.

Como en los transistores de efecto de campo de unión, la tensión de estrangulamiento es la tensión de puerta-surtidor para la cual se anula la corriente de drenador. La tensión V_P se hallará, pues, al pie de la característica $I_D - V_{GS}$. Es, también, la tensión para la cual la capa de inversión comienza a formarse en la zona del canal. Existen tres factores además de la tensión de puerta que controlan este proceso (véanse figs. 5 y 6):

- las cargas en la película silicio-dióxido, V_{ox},
- las cargas de los átomos de impureza ionizados en la zona de vaciado, que no contiene portadores de carga móviles, entre la capa de inversión y el substrato neutro, $-V_{dc}$, y
- centros de captura en la superficie de separación óxido-silicio, que captan portadores móviles de carga, $-V_{trap}$.

Estos factores se pueden representar por las tensiones puerta-surtidor equivalentes, indicadas por V_{ox}, V_{dc} y V_{trap}. Estas tensiones dan lugar a un desplazamiento horizontal de la característica $I_D - V_{GS}$, cuyo pie está situado a $V_{GS} = 0$. Para comprender esto, examinemos

el transistor MOS de canal N normalmente conductor que se representa en la figura 5. Las cargas positivas en la capa de óxido pueden dar lugar a un canal de inversión de tipo N en el silicio de tipo P y, por consiguiente, a una corriente I_D; de este modo la característica $I_D - V_{GS}$ se ha desplazado hacia la izquierda en una distancia V_{ox}.

La tensión V_{dc} trabaja en sentido contrario; representa la tensión necesaria para invertir el silicio de tipo P a tipo N en la superficie, en ausencia de película de óxido y centros de captura. Para esta inversión, los huecos originalmente presentes en la superficie deben ser expulsados de ésta; las cargas en los átomos aceptadores fijos aparecerán ahora como carga de espacio negativa. Para alcanzar el equilibrio la carga de espacio debe ser compensada con una carga positiva de igual valor en la puerta; es decir, se ha de aplicar una tensión positiva V_{dc} antes de que pueda circular corriente de drenador. La curva $I_D - V_{GS}$ se desplaza así una distancia V_{dc} hacia la derecha; cuanto mayor sea la carga de espacio del aceptador, mayor será el desplazamiento. Con un grado de dopado del substrato lo suficiente elevado se conseguirá un canal N normalmente bloqueado ($V_P > 0$); sin embargo, la transconductancia disminuye al aumentar el dopado.

Los centros de captura son imperfecciones del cristal que pueden captar portadores de carga móviles. La corriente de drenador sólo puede comenzar a circular cuando todos los centros de captura están ocupados. Por lo tanto, con un canal N, la tensión V_{trap} origina un desplazamiento de la característica hacia la derecha.

Si consideramos la misma situación en un transistor MOS de canal P (fig. 6) veremos que cuando la película de óxido está cargada positivamente, los tres factores V_{ox}, V_{dc} y V_{trap}, actúan en el mismo sentido, en oposición a la corriente de drenador, y dan por resultado un dispositivo de tipo P normalmente bloqueado.

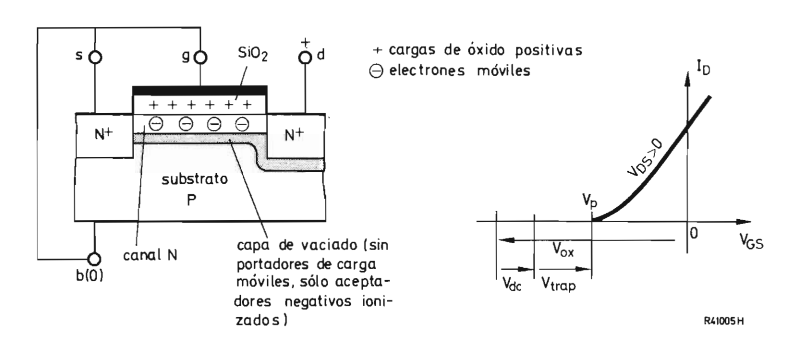


Figura 5. Elementos de la tensión de estrangulación Vp para un transistor MOS de canal N normalmente conductor. Existe ya un canal para $V_{GS} = 0$: Los tipos normalmente bloqueados de canal N se pueden obtener haciendo V_{dc} lo suficiente alta (elevado dopado del substrato tipo P). El estrechamiento del canal en el extremo del drenador, originado por la corriente de drenador, no se indica aquí; se supone que la corriente de drenador es igual a cero.

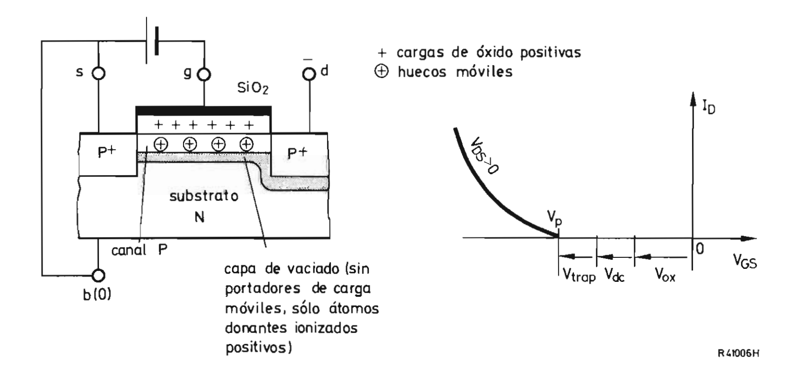


Figura 6. Elementos de la tensión de estrangulación Vp para un transistor MOS de canal P normalmente bloqueado. Se necesita una tensión puerta-surtidor negativa para la formación de la capa de inversión de tipo P en la zona del canal. El estrechamiento del canal en el extremo del drenador, originado por la corriente de drenador, no se indica aquí, pues se supone que la corriente de drenador es igual a cero.

5. CARACTERISTICAS

La característica $I_D - V_{DS}$ de los transistores MOS no difiere básicamente de las de los transistores de efecto de campo de unión. La figura 3 representa la característica típica de un transistor MOS. Del mismo modo que en los transistores de efecto de campo de unión, la corriente de drenador aumenta linealmente al aumentar la tensión surtidor-drenador a partir de $V_{DS} = 0$; la pendiente de ese aumento es mayor si la tensión de puerta es más elevada, dado que la capa de inversión es entonces más gruesa y, por consiguiente, la resistencia del canal más baja. Debido a la caída de tensión a lo largo del canal originada por la corriente de drenador, el canal se hace cada vez más delgado en la parte del drenador a medida que la corriente de drenador aumenta. Así el aumento de I_D en función de V_{DS} se hace progresivamente menor, hasta que se alcanza una sección de canal mínima para la tensión $V_{DS(P)} = V_{GS} - V_P$ o para $V_{DG} = -V_P$. Al igual que en los transistores de efecto de campo de unión, este fenómeno se conoce por el nombre de estrangulación *(pinch-off)*.

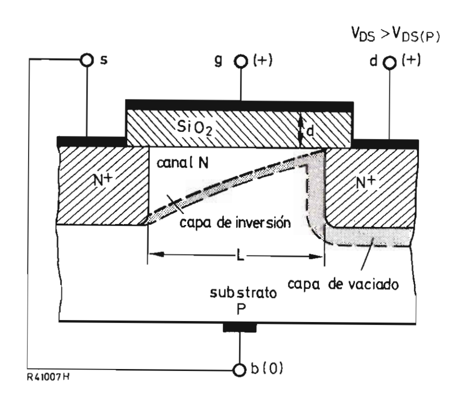


Figura 7. Transistor MOS de canal N que trabaja en la región de estrangulación ($V_{DS} > V_{DS(P)}$)

En la zona de estrangulación, la corriente de drenador no aumenta apreciablemente con V_{DS} para V_{GS} constante. La figura 7 representa esquemáticamente las condiciones de la zona de estrangulación; se puede observar una capa de vaciado entre la región de difusión del drenador y el substrato. La parte de la tensión de surtidor-drenador por encima del valor $V_{DS(P)}$ cae a través de esta capa de vaciado, mientras que la caída de tensión a través del canal se mantiene aproximadamente igual a $V_{DS(P)}$. Los electrones que llegan a la izquierda de la capa de vaciado en el extremo del canal son transportados a la zona de drenador por el campo eléctrico de la capa de vaciado.

Puesto que el canal se hace algo más corto a medida que crece la capa de vaciado y, por consiguiente, la resistencia del canal disminuye ligeramente, la corriente en la zona de estrangulación aumentará también un poco. Cuanto menor sea el cambio relativo en la longitud del canal, más plana será la característica, y por tanto mayor la resistencia de salida del transistor.

Con la ayuda de cierto número de hipótesis simplificadoras, la corriente de drenado en la región de agotamiento será:

$$I_D = \tfrac{1}{2}\beta\,(V_{GS} - V_P)^2, \tag{1}$$

donde

$$\beta = \mu_S \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L}, \tag{2}$$

μ_S = la movilidad superficial de los portadores de carga en el canal,
$C_{ox} = \epsilon . \epsilon_0 / d$, la capacidad de la capa de óxido por unidad de área (d = espesor de la capa de óxido; véase fig. 7),
W = el ancho del canal (para ángulo recto respecto al plano del papel, en la fig. 7),
L = la longitud del canal, la cual depende ligeramente de la tensión de drenador-surtidor (fig. 7).

La movilidad superficial μ_S es sólo una cuarta parte de la movilidad volumétrica μ_V que determina el comportamiento de los transistores de campo de unión. Al igual que en éstos, la relación W/L ha de ser lo mayor posible a fin de obtener una elevada transconductancia.

La relación cuadrática entre la tensión de control y la corriente de drenador (ecuación 1) constituye una buena aproximación respecto del comportamiento real del transistor MOS, por encima, como mínimo, de un margen de 10:1 del valor de I_D. Para corrientes elevadas, se producen errores debido a la resistencia de los conductores, mientras que las cargas de la superficie y el espesor del canal comienzan a influir para corrientes bajas.

Para transistores MOS normalmente conductores, la ecuación 1 se escribe muchas veces del siguiente modo:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2, \tag{3}$$

donde

$$I_{DSS} = \tfrac{1}{2}\beta \cdot V_P{}^2. \tag{4}$$

I_{DSS} es la corriente de cortocircuito de drenador-surtidor que circula para $V_{GS} = 0$.

6. LA CARACTERISTICA CAPACIDAD-TENSION

Las propiedades estáticas y dinámicas de los transistores MOS están determinadas en gran medida por la "capacidad MOS" entre la puerta y el silicio. Esta capacidad depende de la tensión de puerta-substrato, y la determinación de la curva de esta relación, la curva $C-V$ MOS, proporciona información importante acerca de las propiedades de la superficie de separación entre el silicio y el óxido; dicha información se refiere a la conductividad del silicio en la región del canal, de las cargas de la superficie y de los centros de captura.

A menudo se hace una medida basada en lo anterior en los transistores MOS para determinar la capacidad de cortocircuito de la puerta-surtidor, C_{gss}, en función de V_{GS}. Esta medida, realizada con el surtidor y el drenador conectados, proporciona la característica capacidad-tensión que muestra la figura 8, la curva $C-V$.

Para valores altamente negativos de la tensión de puerta V_G, existe un exceso de huecos en la superficie del silicio junto al límite del óxido, y C_{gss} viene determinado principalmente por la capacidad del óxido C_{ox}, es decir, por la constante dieléctrica y el espesor de la capa de óxido. Cuando la tensión de puerta se hace menos negativa, se alcanza un punto en el que la carga positiva en el óxido queda compensada por la tensión negativa aplicada, y la concentración de huecos en la superficie es igual a la concentración en el interior. Si la tensión de puerta sigue aumentando, se forma una capa de vaciado con menos huecos en la superficie del óxido (véase fig. 5); esto actúa como un condensador C_{dc} en serie con C_{ox}. El valor resultante de C_{gss} sigue disminuyendo hasta que se alcanza un valor de V_G para el cual comienza a formarse en la superficie del silicio un canal de inversión de tipo N.

Este canal N conecta las zonas del surtidor y del drenador; es decir, la capacidad C_{dc} tiene ahora un canal de conducción conectado en paralelo. Si la tensión de puerta aumenta más, esta resistencia en paralelo disminuye progresivamente, de modo que la capacidad resultante C_{gss} aumenta de nuevo hasta el valor C_{ox}, y C_{dc} quedará finalmente cortocircuitado.

Si hay centros de captación, éstos retardarán la formación del canal N, ya que se han de llenar primero con electrones. La capacidad G_{gss} puede aumentar de nuevo, como se indica por la línea a trazos en la figura 8. En el punto en el cual la línea a trazos comienza a subir, la tensión de puerta es igual a la tensión de estrangulamiento V_P. Al determinar la curva $C-V$ de la figura 8 se ha tenido en cuenta que las cargas positivas en la película de óxido comienzan a formar el canal incluso para una tensión de puerta negativa (véase fig. 5).

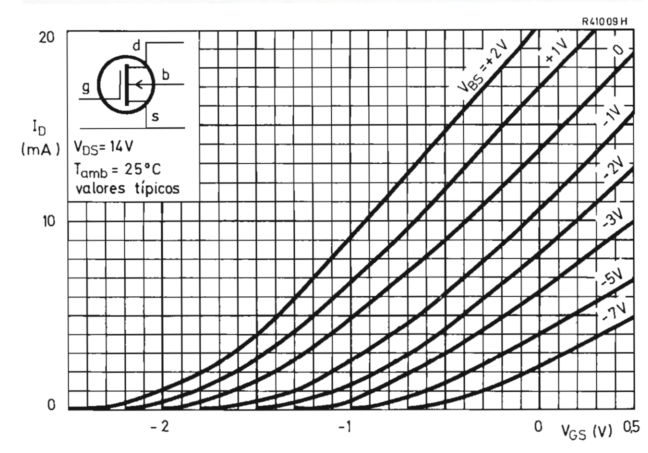


Figura 9. Influencia de la tensión surtidor-substrato V_{BS} en la característica de control de un transistor MOS (se emplea como ejemplo un transistor MOS de canal N BFR29)

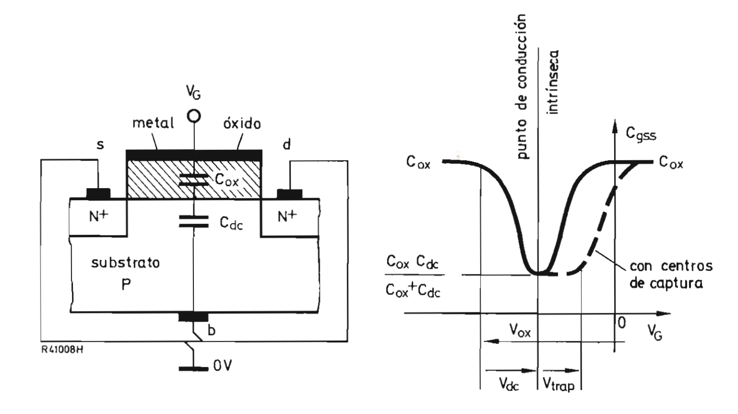


Figura 8. Dependencia de la capacidad de cortocircuito de la puerta-surtidor diferencial C_{gss} (es decir, la capacidad para señales pequeñas) respecto de la tensión de puerta para un transistor MOS de canal N normalmente conductor.

7. EL SUBSTRATO COMO ELECTRODO DE CONTROL

La corriente de drenador puede controlarse también por medio del terminal del substrato *b*, si está separado de los demás. La figura 9 muestra la característica $I_D - V_{GS}$ para el transistor MOS de canal N normalmente conductor BFR29. Este transistor tiene dos electrodos de control, la puerta y el substrato, que pueden ser empleados para multiplicar dos señales, por ejemplo en etapas mezcladoras, aplicaciones analógicas, etc.

Sin embargo, se ha de recordar que si el substrato es utilizado como electrodo de control actúa como puerta de unión. El substrato y el canal están separados por una capa de vaciado (fig. 5). Esto da por resultado que la resistencia de entrada entre el substrato y el surtidor sea menor que entre la puerta aislada y el surtidor.

8. ESTRUCTURA DE LOS TRANSISTORES MOS

8.1 Solapado del electrodo puerta

En los tipos normalmente bloqueados el electrodo de puerta ha de solapar las zonas de surtidor y drenador, pues de lo contrario existirán zonas en los extremos surtidor y drenador del canal en las que no sería posible inducir una capa de inversión. El solapado conduce a capacidades parásitas relativamente elevadas si la película de óxido debajo de las partes de solapado de la puerta no es mucho más gruesa que la de encima del canal. Un método para obtener un solapado sin capacidades elevadas se describe en el siguiente apartado.

8.2 Estructura de un transistor MOS de tipo vaciado

Las cargas positivas en la capa de óxido de un transistor MOS de vaciado crean un canal conductor incluso para tensión de puerta-surtidor igual a cero. A fin de evitar la presencia de canales parásitos en paralelo con el canal deseado, es necesario hacer una estructura cerrada, por ejemplo rodeando totalmente la superficie del drenador por la de la puerta.

Las capacidades parásitas, y en especial la capacidad de realimentación, han de ser lo más bajas posible a fin de obtener funcionamiento óptimo, tanto en amplificador de alta frecuencia como en chopper. La capacidad de puerta está determinada materialmente por el área de metalización de la puerta y el espesor del óxido. Para una alta transconductancia o una baja resistencia en estado conductor es necesario que el óxido de encima del canal sea lo más delgado posible (unos 0,2 μm). En los primeros transistores MOS esta capa delgada de óxido estaba también encima de las zonas de surtidor y de drenador próximas al canal. Debido a las tolerancias en el alineamiento de la máscara ocurre con frecuencia que una parte de la metalización de la puerta se extiende por encima de las zonas de surtidor y de drenador, lo cual da lugar a elevadas y variables capacidades de entrada o realimentación.

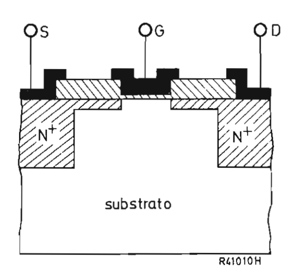


Figura 10. Sección de un transistor MOS con una puerta

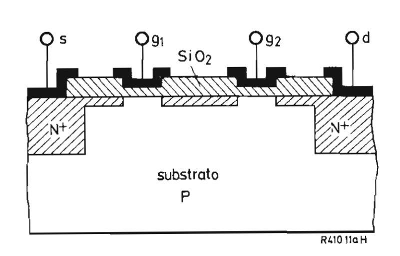
En los actuales transistores MOS este problema se ha superado mediante una técnica especial de difusión que permite la formación de una capa de óxido mucho más gruesa debajo de las partes solapadas por el electrodo de puerta (véase fig. 10).

Las extensiones delgadas de las regiones de surtidor y drenador se obtienen por difusión a partir de una capa de óxido gruesa dopada en la cual se ha abierto previamente una pequeña ventana. Después se hace crecer una delgada capa de óxido (0,2 μm) en esta ventana, de modo que forme el óxido de puerta propiamente dicho, y se adapte perfectamente al propio canal. Las tolerancias debidas a la alineación de la máscara de metalización de la puerta son muy poco críticas en este caso.

8.3 Transistores MOS con dos puertas (tetrodo MOS)

Para las aplicaciones de VHF y UHF la capacidad de realimentación de un triodo MOS es demasiado elevada (alrededor de 0,5 pF). Se pueden obtener valores mucho más bajos (de unos 0,02 pF) si se añade un segundo electrodo de puerta, el cual entonces puede ser empleado para el control automático de ganancia. La estructura de un transistor MOS de este tipo se representa en la figura 11a.

Si la puerta g_2 está conectada a masa para altas frecuencias, la realimentación entre el drenador y la puerta g_1 se hace sumamente baja, debido al efecto de blindaje de la puerta g_2. La conductancia de salida del tetrodo es también muy baja, puesto que la resistencia de carga del drenador de los transistores MOS más bajos es igual a la transconductancia de los transistores MOS más altos



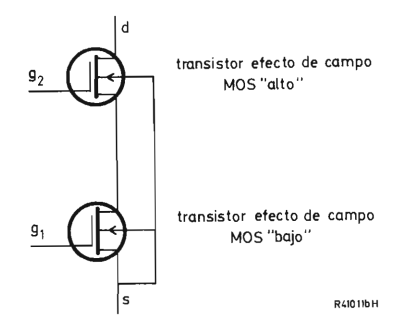


Figura 11. a) sección de un transistor MOS con dos puertas (transistor tetrodo MOS), b) circuito del transistor de efecto de campo MOS de la figura a).

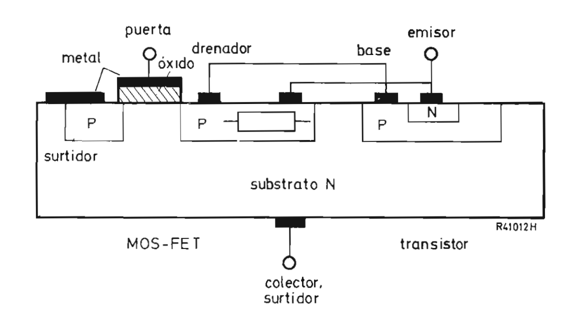


Figura 12. Sección del cristal del circuito integrado amplificador TAA320

(fig. 11b). Así la modulación de la tensión de drenador-surtidor de los transistores MOS es relativamente pequeña.

El transistor tetrodo MOS BSF28 tiene las siguientes características para $I_D = 10$ mA:

– admitancia de transferencia para $f = 1$ kHz: 13 mΩ^{-1} típicos
– capacidad de realimentación, C_{DG}: 25 fF típicos
– conductancia de salida para $f = 1$ kHz: 20 $\mu\Omega^{-1}$ típicos

Para más detalles véanse las hojas de características.

El transistor tetrodo MOS tiene poco ruido de alta frecuencia, escasa modulación cruzada y reducida intermodulación.

8.4 Circuito integrado con un transistor MOS y un transistor bipolar

Se obtiene un circuito con propiedades muy interesantes si se combina un transistor MOS con un transistor bipolar. El circuito integrado TAA320 consta de un transistor MOS, un transistor bipolar y un resistor; la figura 12 representa una sección esquemática a través del cristal. La tensión en extremos del resistor sirve para polarizar el transistor bipolar.

TIRISTORES
METODOS DE CEBADO

El conocimiento del mecanismo del cebado de los tiristores y de las distintas causas que pueden conducir al mismo, es imprescindible para poder proyectar circuitos con tiristores y obtener el máximo rendimiento y las mejores condiciones de trabajo. En este artículo se describe con detalle el cebado de los tiristores, los problemas que éste plantea y la forma de resolverlos satisfactoriamente, todo ello con ejemplos prácticos.

1. INTRODUCCION

El punto de cebado de un tiristor viene dado por la relación

$$I = \frac{I_R + \alpha_1 M_1 I_G}{1 - (\alpha_1 M_1 + \alpha_2 M_2)}.$$

Cuando I se hace infinito (lo cual ocurre si $\alpha_1 M_1 + \alpha_2 M_2 = 1$), el tiristor se ceba.

Como las ganancias de base (α_1 y α_2) dependen mucho de la corriente (véase fig. 1), un aumento de la corriente de base puede originar el cebado. El aumento de la corriente de base puede ser producido por un aumento de la corriente de fuga, debido a una elevación de la temperatura de la unión, a una tensión en bloqueo más elevada, a una mayor velocidad de subida de la tensión de bloqueo, o a la conexión de la puerta con un generador de corriente externo. De todos estos métodos, el disparo por la puerta es el único que se utiliza normalmente; el disparo por V_{BO} puede presentarse a veces y puede ser utilizado como método de protección si se conectan en serie tiristores de avalancha. Se toman las medidas oportunas para suprimir las otras dos influencias.

En este artículo trataremos brevemente de los métodos de disparo no aconsejados y luego procederemos a un examen detallado del disparo por medio de la puerta.

2. DISPARO POR CORRIENTE DE FUGA

Cuando la temperatura de la unión se eleva, también aumenta la corriente de fugas. Eventualmente, si la temperatura de la unión sigue aumentando, la corriente de fugas puede alcanzar un valor suficiente para iniciar la conducción directa (es decir, la energía de los portadores

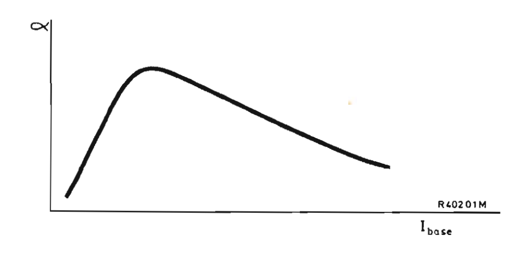


Figura 1. Influencia de la corriente de base sobre la ganancia de base

que forman la corriente de fugas es suficiente para liberar otros portadores en las uniones, hasta que se produce un cierto tipo de avalancha). A partir de una determinada temperatura crítica (por encima de T_j máx) el tiristor será incapaz de soportar una tensión alta.

3. CEBADO POR dV/dT EXCESIVO

Toda unión PN tiene una capacidad, y cuanto mayor sea la superficie de la unión, tanto mayor será la capacidad. Si se aplica una rampa de tensión entre ánodo y cátodo de un dispositivo PNPN, circulará una corriente de carga i que cargará la capacidad del elemento de acuerdo con la siguiente fórmula:

$$i = C\frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t}.$$

Si i es lo bastante elevada, la densidad de los portadores de corriente en movimiento provoca el cebado.

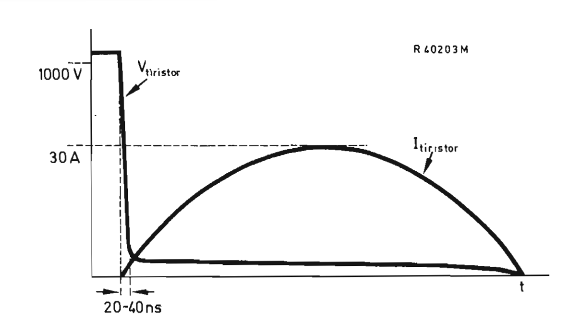


Figura 3. Formas de onda de la corriente y de la tensión en un tiristor

4. CEBADO POR SOBREPASAR LA TENSION DE RUPTURA

Si se sobrepasa la tensión de ruptura de un tiristor, éste se ceba. Este fenómeno no se emplea normalmente como método de disparo (la mayoría de los proyectos de circuito procuran evitar dicha eventualidad) aunque hay circunstancias en las que puede ser útil. Por ejemplo, si se conectan en serie tiristores de avalancha, el propio diseño implica que entren en conducción de este modo y que no se destruyan así por una sobretensión. Además, el tiempo de bajada de la tensión directa es considerablemente menor (unas veinte veces menos) en el caso de que el tiristor se cebe por sobrepasar la tensión V_{BO} que si se dispara por la puerta; esto se puede ver en la figura 2 referido a los tiristores de tipo BTX92 y BTX95. Sin embargo, debe recordarse que, aunque el tiristor conmuta más aprisa con el cebado por V_{BO}, el di/dt admisible es menor.

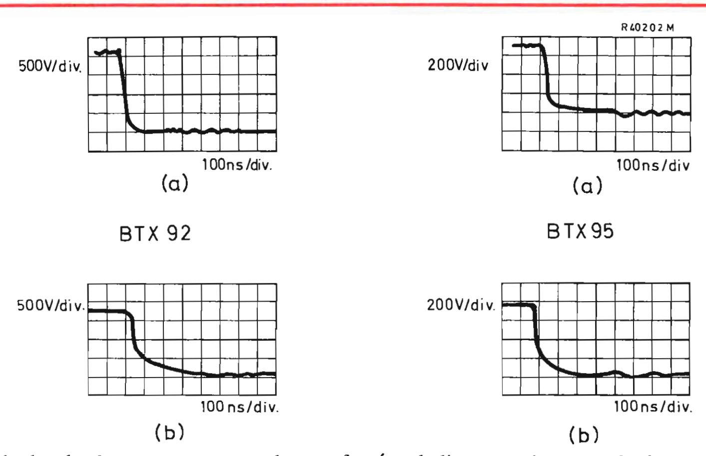


Figura 2. Desarrollo del cebado de dos tiristores cuando se efectúa el disparo sobrepasando la tensión V_{BO} (a), y por disparo mediante la puerta (b).

En la figura 3 se muestran las formas de onda teóricas de corriente y tensión.

5. CEBADO POR DISPARO EN LA PUERTA

El disparo por la puerta es el método habitual para cebar un tiristor. Existen diversos métodos para efectuar el disparo, y el diseñador necesita conocerlos a fondo, así como sus respectivas ventajas e inconvenientes.

5.1 La característica de puerta

Puesto que con frecuencia se interpreta mal esta característica (fig. 4) a continuación damos una explicación detallada acerca de cómo se construye la gráfica.

En una primera aproximación, la unión puerta-cátodo de un tiristor se comporta como un diodo PN. Así, al representar en el eje horizontal la corriente, la característica directa será como se indica en la figura 5.

Dispersión de las características

Dado que siempre existe una dispersión en las características directas de las uniones de puerta (más que en uniones de diodos normales) es necesario dibujar un cierto número de curvas (fig. 6) para cada tipo de tiristores a fin de prever todas las posibles variaciones particulares. Para simplificar, se dibujan sólo las dos curvas extremas (fig. 7), pues ya se sabe que todas las demás se encontrarán entre ambas.

Disipación máxima

Consideremos, de momento, un tiristor típico con los valores nominales y las características puerta-cátodo siguientes:

Valores nominales

Tensión inversa de pico	(V_{RGM})	máx.	5	V
Disipación de potencia media	(P_{GAV})	máx.	0,5	W
Disipación de potencia de pico	(P_{GM})	máx.	5	W

Características

Tensión para disparar todos los elementos	(V_{GT})	>	3,5	V
Tensión insuficiente para disparar cualquier elemento	(V_{GD})	<	0,25	V
Corriente para disparar todos los elementos	(I_{GT})	>	65	mA

(Las tensiones dadas se miden en los terminales del elemento; no son las tensiones en circuito abierto de los circuitos de entrada de disparo.)

Suponiendo que la característica directa de puerta es aproximadamente el valor medio del tipo, la representaremos por una línea de puntos y rayas como en la figura 8. Si tomamos un punto arbitrario (punto A) sobre esta línea, podemos comprobar si es adecuado como punto de disparo, multiplicando la corriente y la tensión que le corresponden y comparando este producto con la potencia nominal apropiada. En el caso del punto A, la tensión es de 7 V y la corriente de 2 A, de modo que la potencia disipada es de 14 W. Esta potencia supera claramente no sólo el valor nominal de la potencia continua (0,5 W), sino también el pico de la potencia nominal (5 W). Sin embargo, puede encontrarse un punto más próximo al origen en el cual el producto tensión/corriente vale 5 W. Si se buscara este punto en cada curva de la figura 6, la línea que uniría estos puntos sería una hipérbola (véase la fig. 9). Esta línea es naturalmente la curva de potencia

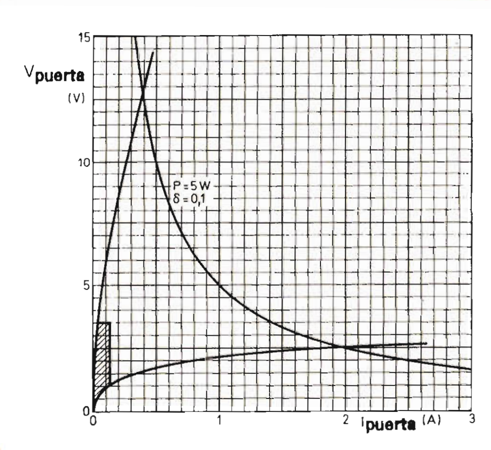


Figura 4. La característica de puerta del tiristor

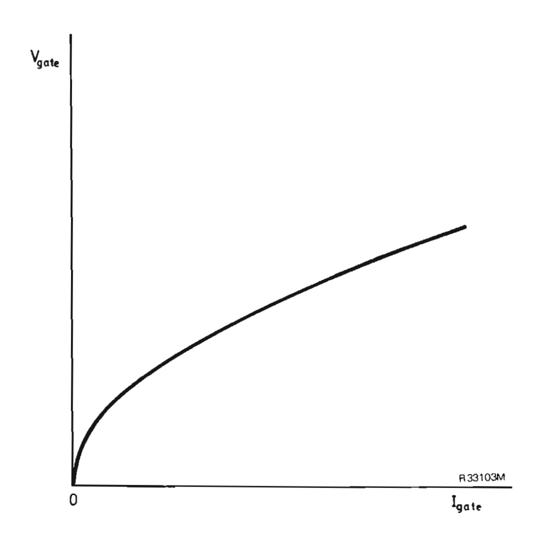


Figura 5. Característica directa de puerta

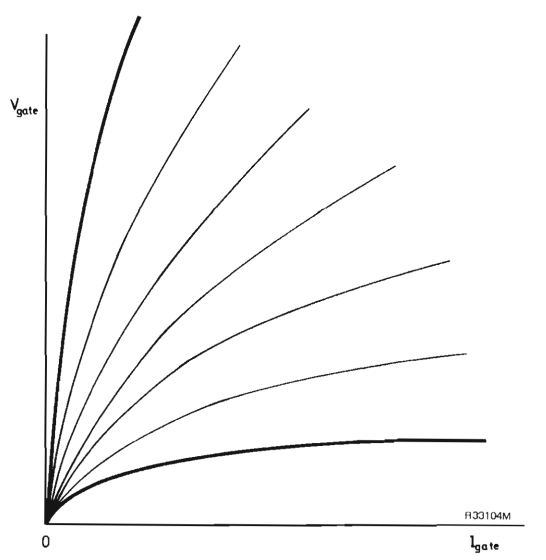


Figura 6. Curvas típicas en un tiristor dado

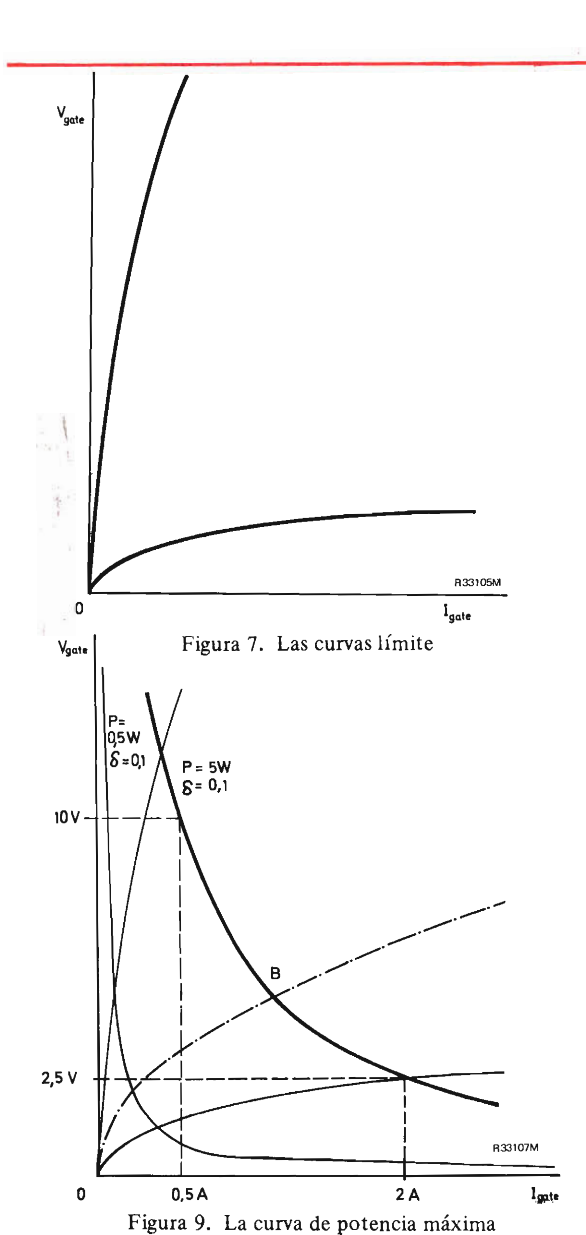


Figura 7. Las curvas límite

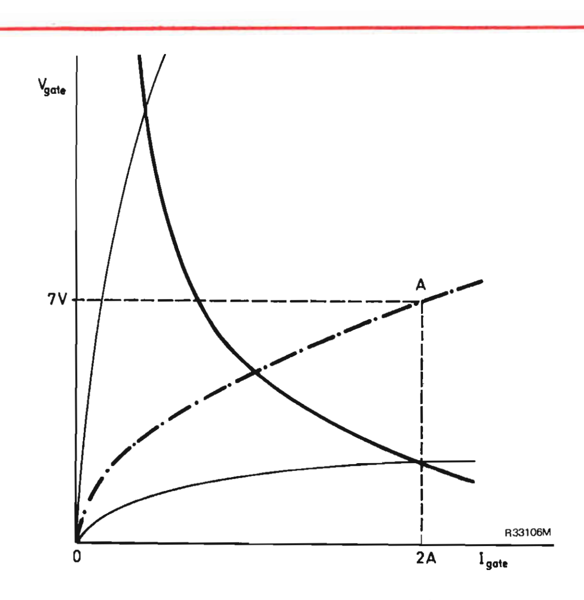


Figura 8. Característica media de conducción directa de puerta

Figura 9. La curva de potencia máxima

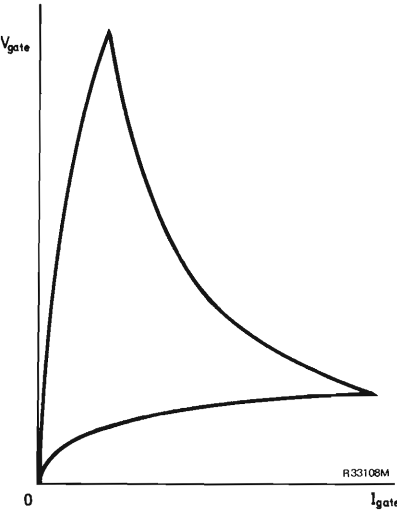
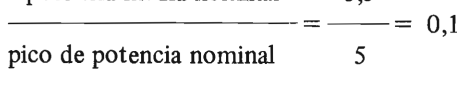


Figura 10. Zona de disparo

límite, pues 5 W es el pico de potencia nominal. Si se adopta la curva de 5 W, el ciclo de trabajo no debe superar el valor



$$\frac{\text{potencia media nominal}}{\text{pico de potencia nominal}} = \frac{0,5}{5} = 0,1$$

El funcionamiento en régimen continuo exigiría utilizar la curva de 0,5 W. Entre ambas curvas se encuentra una zona adecuada para trabajar con impulsos.

Así, pues, las tensiones y corriente admisibles para el disparo se encuentran dentro de la zona limitada por tres curvas (fig. 10).

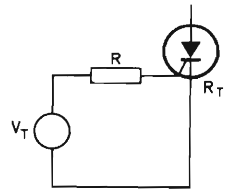


Figura 11. Circuito de disparo típico

Circuito de disparo

La figura 11 representa un circuito de disparo típico. Para tener la máxima seguridad en el disparo, la línea de carga (correspondiente a *R*) ha de ser tangente a la curva de 5 W, como indica la figura 12.

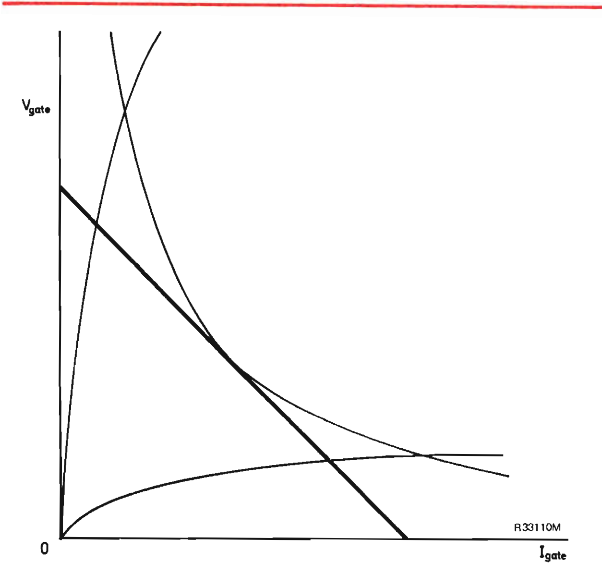


Figura 12. Línea de carga para máxima seguridad en el disparo

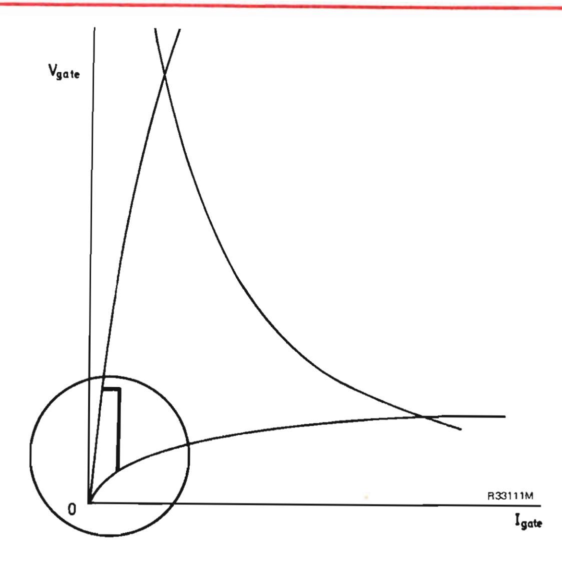


Figura 13. Nivel mínimo de disparo

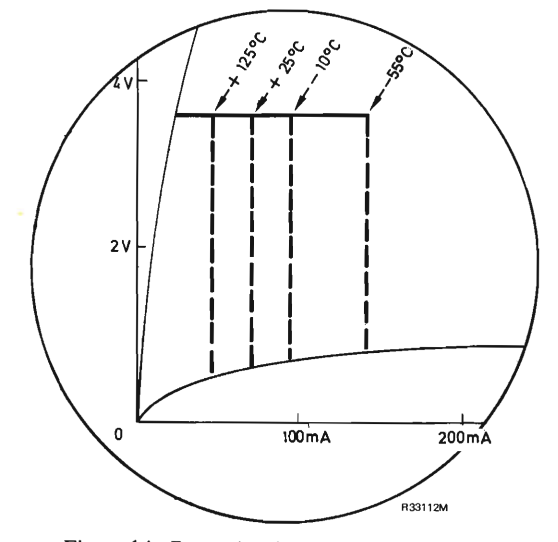


Figura 14. Dependencia corriente-temperatura

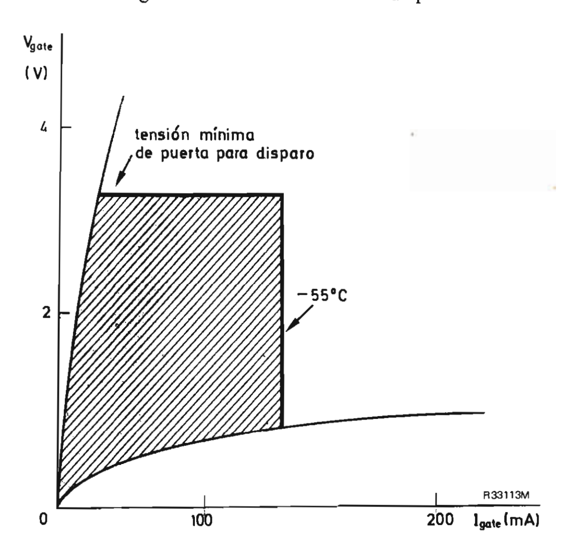


Figura 15. Tensión mínima de puerta.

Nivel mínimo de disparo

En el otro extremo de la escala, el nivel por debajo del cual el disparo resulta inseguro viene determinado por el mínimo número de portadores que se necesita en la unión puerta-cátodo para llevar el tiristor al estado conductor por efecto regenerativo. Esta corriente mínima disminuye al aumentar la temperatura. La figura 13 representa esta zona. En la figura 14 se representa con mayor detalle la zona para destacar la relación corriente-temperatura. La figura 15 indica la tensión mínima de puerta. Evidentemente, si hay que garantizar el disparo, la línea de carga no debe atravesar la zona indicada en las figuras 14 y 15 (teniendo en cuenta que esta zona varía con la temperatura).

Tenemos, así, establecida la característica indicada en la figura 4.

5.2 Impedancia y polarización puerta-cátodo

Resistencia puerta cátodo

Una resistencia exterior situada entre puerta y cátodo deriva parte de la corriente que pasaría por la unión de puerta; en este caso se necesita una corriente de ánodo superior para iniciar y mantener la conducción. Los tiristores de baja corriente y gran sensibilidad pueden dispararse con corrientes tan bajas en la unión de puerta que se necesita una resistencia exterior especificada entre

puerta y cátodo para evitar el disparo por la corriente de fugas generada térmicamente. Esta resistencia también deriva parte de la corriente interna de ánodo producida por una rápida velocidad de cambio de la tensión de ánodo (alto dV/dt), y eleva la tensión de ruptura. Las corrientes de cebado y de mantenimiento también se ven afectadas por la presencia de esta resistencia, y el tiempo de bloqueo se reduce pues la resistencia exterior ayuda a la recuperación de la carga acumulada, eleva la corriente de mantenimiento y el valor de la corriente de ánodo necesaria para iniciar un nuevo cebado.

Capacidad puerta-cátodo

En el caso de frecuencias elevadas, una baja reactancia capacitiva en paralelo puede reducir la sensibilidad de un tiristor a la variación dV/dt de la tensión anódica igual que un resistor, pero mantiene una mayor sensibilidad a señales de puerta en c.c. y baja frecuencia. Esto puede ser especialmente útil si existe ruido de alta frecuencia en el circuito de ánodo o en el de puerta.

Sin embargo, en el punto de disparo, la tensión de puerta debe aumentar cuando sube la corriente anódica, de modo que un condensador entre puerta y cátodo tenderá a retardar el proceso de cebado y la variación di/dt de la corriente anódica. Además, cuando el tiristor conduce, el condensador está cargado a la tensión puerta-cátodo de modo que, si se suprime la corriente anódica, el condensador todavía puede suministrar corriente de disparo durante un cierto tiempo y evitar la conmutación. Será, pues, necesario adoptar un compromiso en el valor del condensador para adaptarse a las circunstancias y requisitos primordiales. (En general, no se recomienda el empleo de un condensador en este lugar.)

Inductancia puerta-cátodo

Una reactancia inductiva entre puerta y cátodo reduce la sensibilidad frente a corrientes de ánodo o de puerta lentamente variables, mientras que la conserva para variaciones rápidas. Sin embargo, con frecuencia este efecto no resulta deseable.

Polarización positiva de puerta

Una corriente de puerta positiva, si circula cuando se aplica tensión inversa al ánodo, aumenta sustancialmente la corriente inversa de bloqueo (fugas); de este modo el tiristor disipa una potencia adicional. Esta situación debe evitarse, o bien, si ello es imposible, debe tenerse en cuenta esa potencia adicional, o limitarla a un valor despreciable.

Si se dan curvas de variación de este efecto, debe encontrarse la reducción de temperatura (ΔT) y restarla de la máxima temperatura admisible (deducida de la curva de reducción del dispositivo); si el elemento está montado al aire, ΔT debe restarse del valor encontrado en la curva de temperatura ambiente. La reducción es despreciable si la tensión de puerta es menor que 0,25 V, o si ΔT es 1°C, o menor.

Puede conectarse a la puerta un circuito con diodo limitador, para atenuar las señales de puerta positivas cuando el ánodo es negativo. Un diodo rápido en serie con el terminal de puerta puede ser necesario para proteger el circuito de puerta si el tiristor entra en conducción con elevados di/dt.

Polarización negativa de puerta

Nunca debe permitirse que la puerta se haga más negativa con respecto al cátodo de lo que permiten las especificaciones. Esto puede conseguirse por medio de un circuito limitador con diodo, circuito que puede reducirse simplemente a un diodo conectado entre cátodo y puerta.

Si se suprime la limitación entre cátodo y puerta mientras el tiristor conduce, puede circular una corriente de puerta negativa considerable. Como esta corriente sólo estaría limitada por la impedancia del circuito de puerta, podría ser lo bastante elevada como para superar la disipación admisible en la puerta; esto, por su parte, podría destruir el tiristor.

Una polarización negativa en la puerta, si el ánodo es positivo, tiende a aumentar la tensión de ruptura directa y la capacidad de dV/dt; este efecto es mayor en los elementos cuya superficie de unión es más pequeña que en los de gran superficie.

6. PERDIDAS DE CONMUTACION Y di/dt

Cuando un tiristor se ceba, hay una conmutación de potencia y se producen pérdidas durante el tiempo empleado por la tensión directa para caer desde el valor de bloqueo al valor de conducción; este tiempo de cebado es un factor de gran importancia en la consideración de las pérdidas por disipación. Un factor limitador, sin embargo, que afecta a todos los intentos de reducir el tiempo de cebado, es el valor máximo di/dt admisible en sentido directo; si se sobrepasa este valor máximo, se producirá un calentamiento local del cristal que puede producir la destrucción del tiristor.

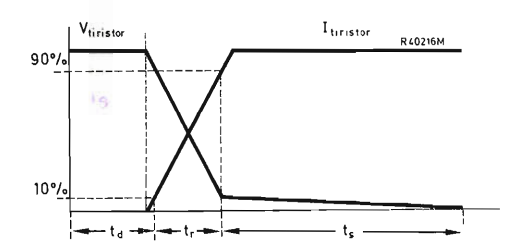


Figura 16. Las tres etapas del cebado de un tiristor.

Si se dan di/dt elevados, puede ser necesario un diodo rápido en serie con la puerta para proteger el circuito de puerta.

La figura 16 muestra los tres tiempos importantes del cebado.

6.1 Tiempo de subida de la corriente

La mayor parte de las pérdidas de conmutación se producen durante el tiempo (t_r) empleado por la corriente directa para subir del 10 % al 90 % de su valor máximo; este tiempo está determinado por la máxima velocidad a la que el plasma puede difundirse en el seno del cristal y viene dado por

$$t_r \approx 2\sqrt{\left(\frac{t_1 t_2}{\alpha_1 + \alpha_2 - 1}\right)},$$

en donde t_r es el tiempo de subida de la corriente directa, del 10 % al 90 %;

t_1 y t_2 son los tiempos de tránsito de base;

α_1 y α_2 son los factores de ganancia en corriente (ganancias de base).

6.2 Tiempo de difusión, t_s

El tiempo de difusión es el tiempo, posterior a t_r, necesario para que todo el cristal pase a ser conductor. Depende, por supuesto, de la velocidad de difusión, V, dada por

$$V = k\sqrt{\frac{D}{t_r}},$$

en donde D es la constante de difusión y t_r tiene el mismo significado que en el párrafo anterior; la constante k vale 1,5 aproximadamente.

La figura 17 representa t_d y t_r en función de la corriente de puerta en un tiristor BTW23.

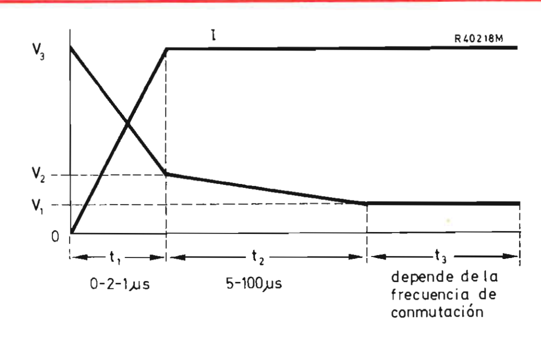


Figura 18. Aproximación teórica al fenómeno de cebado.

6.3 Cálculo de las pérdidas de conmutación

La figura 18 representa una aproximación teórica al fenómeno de cebado. En el instante t_1, la tensión directa cae de V_3 a V_2 y la corriente directa aumenta de cero a I. Así, pues, la energía disipada en el intervalo t_1 es:

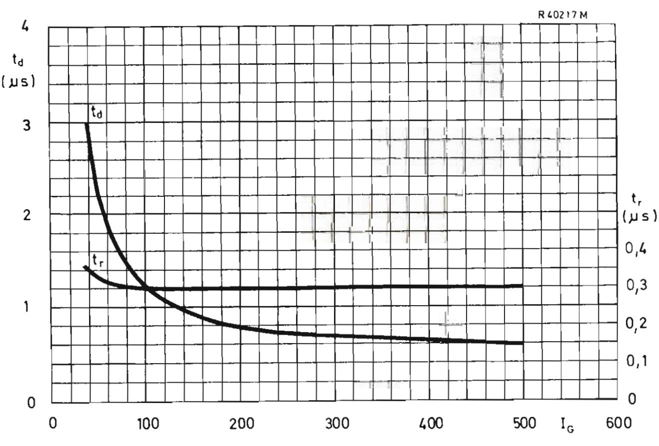


Figura 17. Los tiempos t_r y t_d en función de I_g en el tiristor BTW23.

$$E_{t_1} = \frac{1}{T}\int_0^{t_1} Vf(t)\, I_g(t)\, dt,$$

en donde $T = t_1$.

La sustitución de t_1 por un valor numérico (suponiendo una función lineal del tiempo) da

$$E_{t_1} = {}^1/_6\, V_3\, I t_1 \text{ (Ws)},$$

si se desprecia V_2 por ser $V_3 \gg V_2$. (El t_1 final se conserva para incluirlo en la expresión global.)

Durante el intervalo t_2, la energía disipada es

$$E_{t_2} = \frac{1}{T}\int_{t_1}^{t_2} Vh(t)\, Ik(t)\, dt,$$

en donde $T = t_2$.

Por un método similar al utilizado en el intervalo t_1

$$E_{t_2} = \tfrac{1}{2}(V_2 - V_1)\, I t_2 \text{ (Ws)}.$$

Durante el intervalo t_3, la energía disipada (en régimen continuo) es

$$E_{t_3} = V_1 I t_3 \text{ Ws}.$$

Así, pues, las pérdidas totales de conmutación, incluyendo las pérdidas en régimen continuo, son:

$$P_{total} = \frac{I\{{}^1/_6\, V_3 t_1 + \tfrac{1}{2}(V_2 - V_1)\, t_2 + V_1 t_3\}}{T} \text{ (W)},$$

donde T es todo el período de conducción $(t_1 + t_2 + t_3)$.

En la figura 19 se representa la disipación de potencia en conmutación, en función de la frecuencia, con

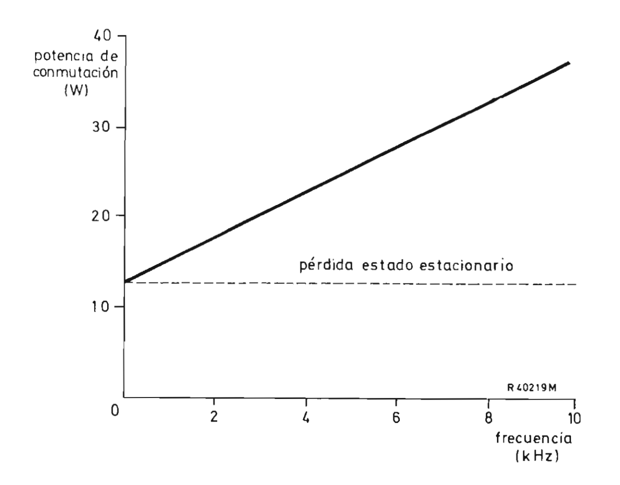


Figura 19. Pérdidas de conmutación en función de la frecuencia.

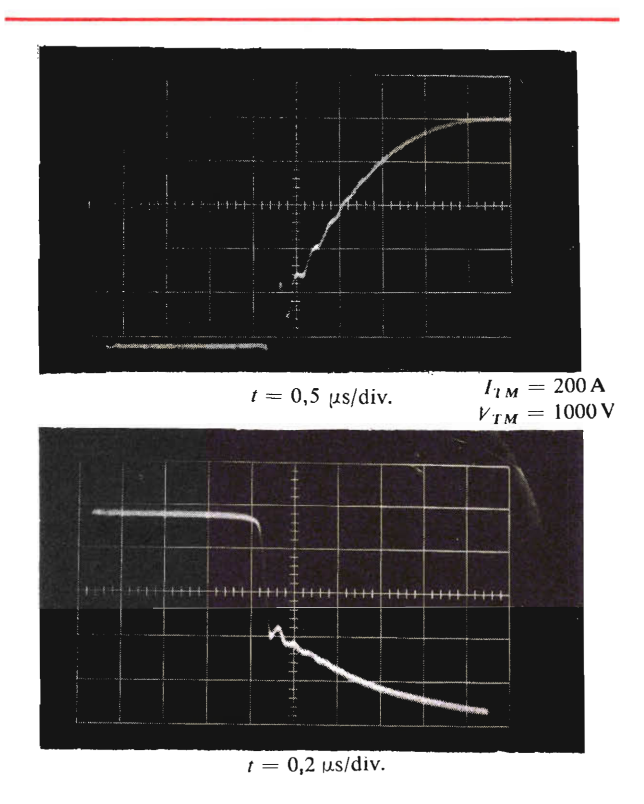


Figura 20a. Formas de onda del cebado (a 25°C) del tiristor BTW24: a) corriente; b) tensión.

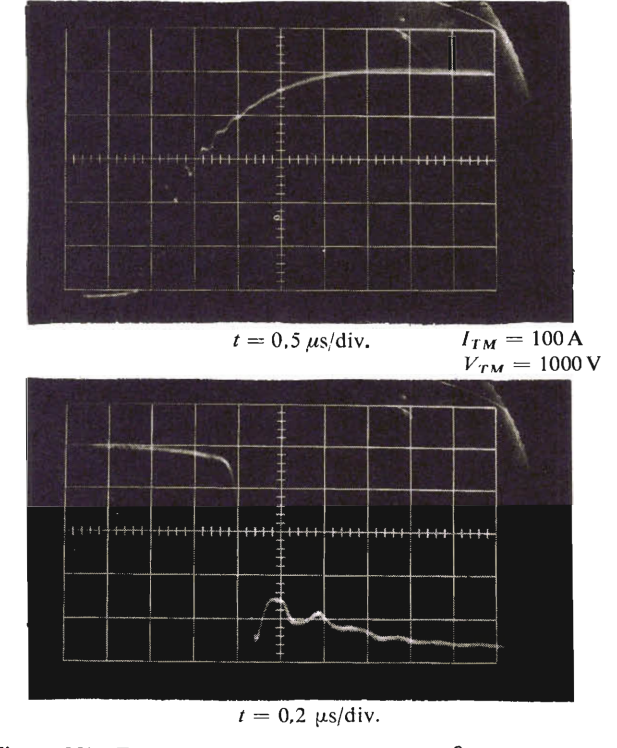


Figura 20b. Formas de onda del cebado (a 25°C) del tiristor BTW92: a) corriente; b) tensión.

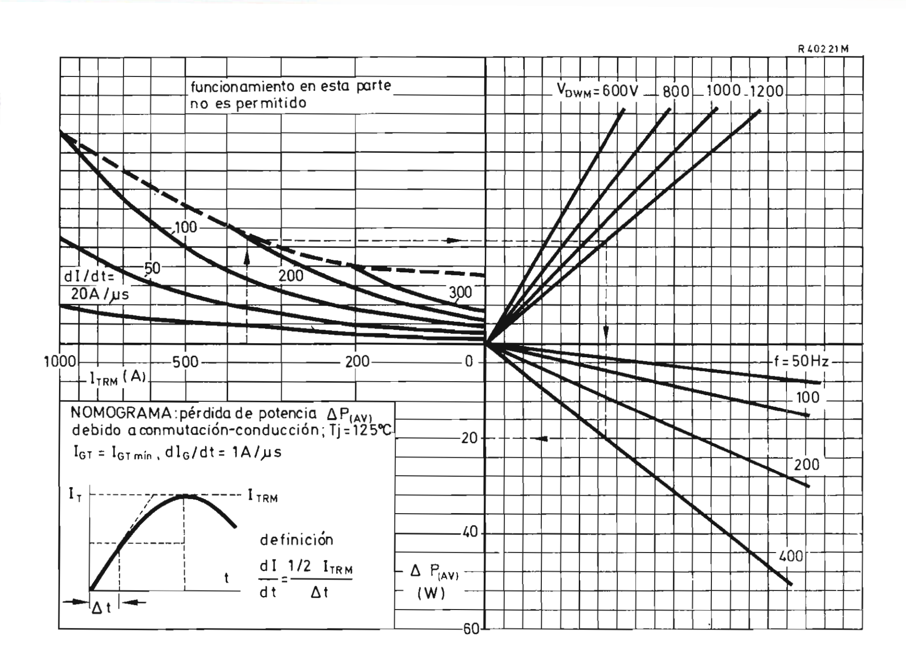


Figura 21. Pérdidas en el cebado causadas por di/dt (con $I_g = 1{,}0$ A y $dI_g/dt = 1\ A/\mu s$) en el tiristor BTW23.

$I = 10$ A en régimen continuo
$V_3 = 400$ V
$V_2 = 2$ V
$V_1 = 1{,}2$ V
$t_1 = 2\ \mu s$
$t_2 = 50\ \mu s$
$t_3 = 1/(2f) - (t_1 + t_2)$
siendo f la frecuencia de conmutación.

Evidentemente, las pérdidas de conmutación resultan más importantes cuando aumenta la frecuencia de conmutación. Si $1/(2f) < t_1 + t_2$ es mejor utilizar dos tiristores más pequeños en paralelo, o elegir un tiristor con una mayor velocidad de difusión.

La figura 20 muestra ejemplos de cebado de tiristores, y en la figura 21 se indica un diagrama para el cálculo de las pérdidas de cebado en el tiristor BTW23.

NOVEDADES EN VIDICONES



VIDICONES SERIE XQ1270

Los vidicones de la serie XQ1270 se caracterizan por su reducido tamaño (2/3 de pulgada, o sea, 17,7 cm de diámetro), manteniendo las características técnicas de los de mayor diámetro. Son adecuados para cámaras ultra-compactas y se dispone de tres versiones distintas cuya principal diferencia estriba en la mayor cantidad de elementos controladores del haz. Los tipos XQ1270 y XQ1271 son de enfoque y desviación magnética y el tipo XQ1272 es de enfoque electrostático y desviación magnética.

VIDICONES SERIE XQ1400

En los vidicones de la serie XQ1400, la capa foto-sensible está formada por un mosaico de diodos planar de silicio.

Estos tubos se caracterizan por una amplia respuesta espectral (incluido el infrarrojo próximo), elevada resolución (700 líneas TV), baja corriente de oscuridad y larga duración de vida con ausencia de deterioro por rayos X internos si trabaja con tensiones de cañón electrónico típicas. Puede ser expuesto a la luz solar directa sin daño y resistir exposiciones en ambientes de 100°C.

Son mecánicamente intercambiables con cualquier vidicón de una pulgada de diámetro. Su sensibilidad es intermedia (4000 μA/lm) y puede ser empleado en ambientes con niveles de iluminación de hasta 200 mlux, por lo cual sus aplicaciones son numerosas.

Vidicones	Diámetro	Long.	Máx. sens. a	Resolución (líneas)	Calefactor	Conjunto bobinas desviación y enfoque
XQ1270	17,7 mm (2/3")	108 mm	550 nm	450	6,3 V; 100 mA	KV12
XQ1271				600		KV12
XQ1272				550		KV19B
XQ1400 – para aplicaciones de elevada calidad	2,54 mm (1")	159 mm	700 nm	700	6,3 V; 95 mA	AT1102/01
XQ1401 – para aplicaciones menos críticas						AT1103
XQ1402 – para aplicaciones no críticas de tipo general y experimental						AT1116

Nota: se pueden suministrar con su correspondiente intensificador de imagen.

APLICACIONES DEL CIRCUITO BLOQUE **UPA61**

Circuito de disparo para tiristor y etapa de salida de un amperio

El circuito bloque amplificador universal de potencia UPA61 de la serie 60 está proyectado para excitar cargas con una impedancia superior a los 48 Ω, a una tensión de alimentación de 24 V ±25 %. La máxima corriente de salida del amplificador es, por consiguiente, 24 + 6/48 = 625 mA; la máxima corriente transitoria es de 5 A para un período que no exceda de los 20 ms.

En este artículo se describen dos nuevas e interesantes aplicaciones del UPA61; la primera consiste en la incorporación del UPA61 conectado como generador de salva de impulsos de gran potencia para el disparo de todos los tipos de ignistores, tiristores y triacs. La segunda parte del artículo está destinada a describir un método para aumentar la máxima capacidad de corriente de salida del UPA61 en un 60 % (reduciendo la mínima impedancia de carga de 48 Ω a 30 Ω) por medio de la utilización de un resistor discreto; esto hace que las características del amplificador sean equivalentes a las del PA60, a la vez que se conserva una reducción del tamaño en un 50 %, el menor coste y la más elevada capacidad de corriente transitoria del UPA61.

CIRCUITO DE DISPARO DE GRAN POTENCIA

La figura 1 representa el método para conectar el UPA61 como generador de salva de impulsos capaz de producir trenes de impulsos de 20 μs con una frecuencia de impulsos de 10 kHz. Este circuito genera impulsos mientras la entrada de control en la patilla 14 es ALTA (más de 11,4 V) y se inhibe cuando la entrada de control está en estado BAJO (menos de 1,8 V). Este montaje es capaz de excitar cargas que tengan una impedancia superior a 15 Ω con un ciclo de trabajo no superior al 30 %.

Las figuras de la 2a a la 2c representan las combinaciones necesarias del UPA61 y de los transformadores de disparo TT60 y TT61 para el disparo de varios dispositivos de conmutación de potencia:

tiristor o triac (disparo de gran potencia) (fig. 2a)
dos tiristores (fig. 2b)
dos tiristores o un ignistor (disparo de gran potencia) (fig. 2c)

Estos circuitos garantizan el disparo positivo incluso en el caso de una temperatura ambiente extremadamente baja. En la figura 3 se representa la zona V_G/I_G de disparo positivo de algunos dispositivos para una temperatura ambiente de 25°C; para el disparo de otros dispositivos y para trabajo a otras temperaturas ambiente, se han de consultar las hojas de características del dispositivo de conmutación en cuestión.

Hay que señalar que el transformador de disparo TT61 se presenta encapsulado en forma de circuito blo-

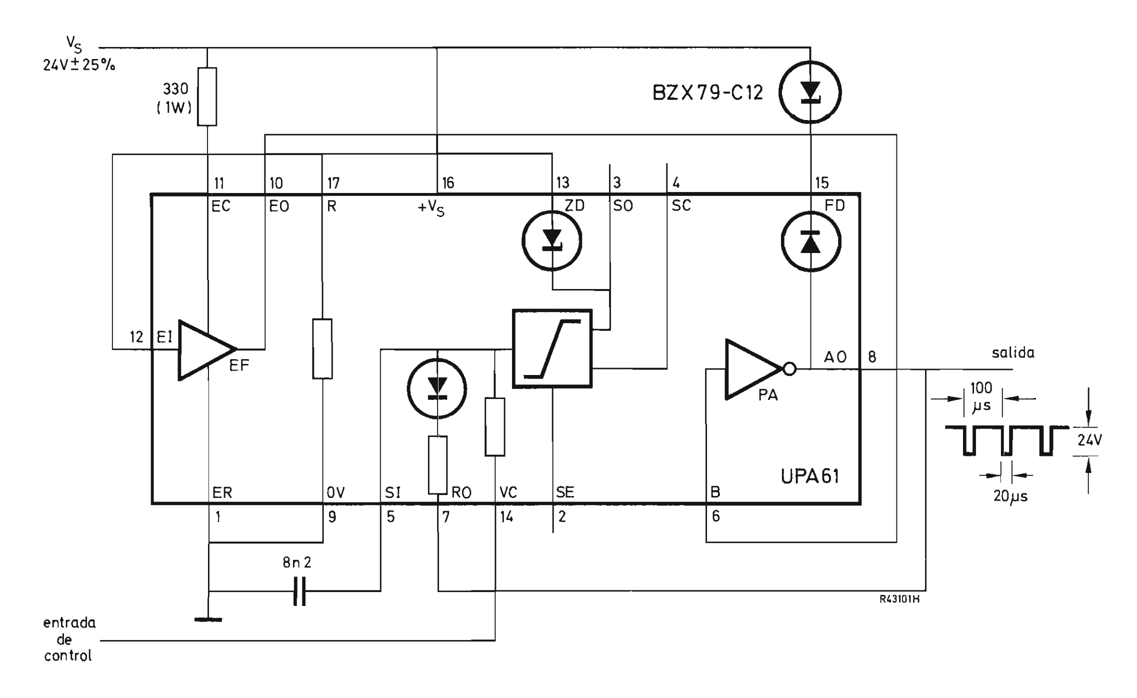
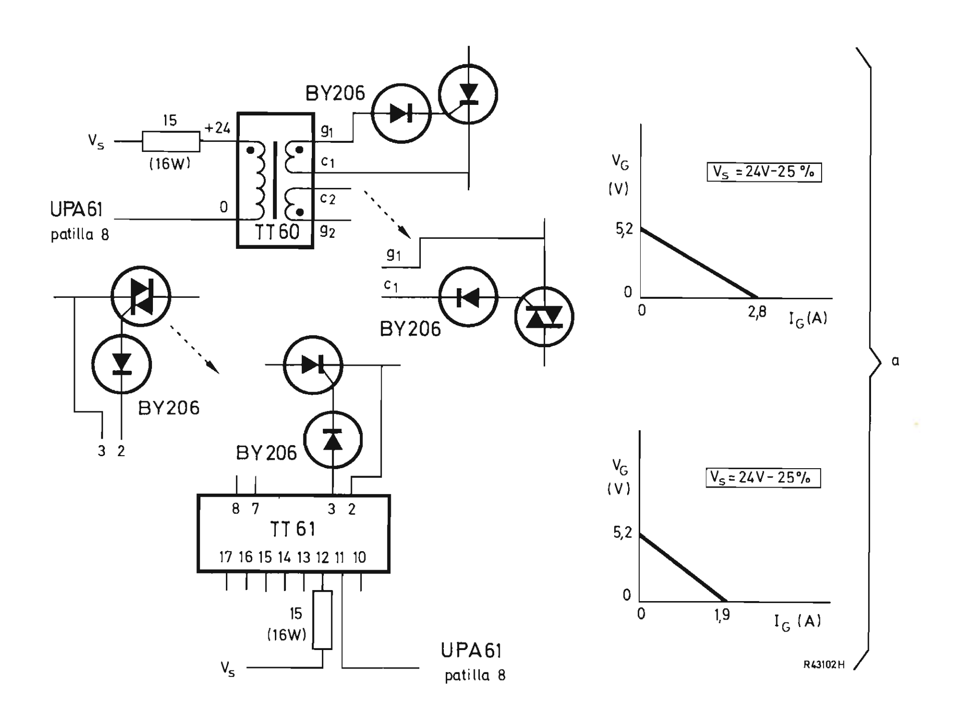


Figura 1. Circuito bloque UPA61 como generador de salva de impulsos.



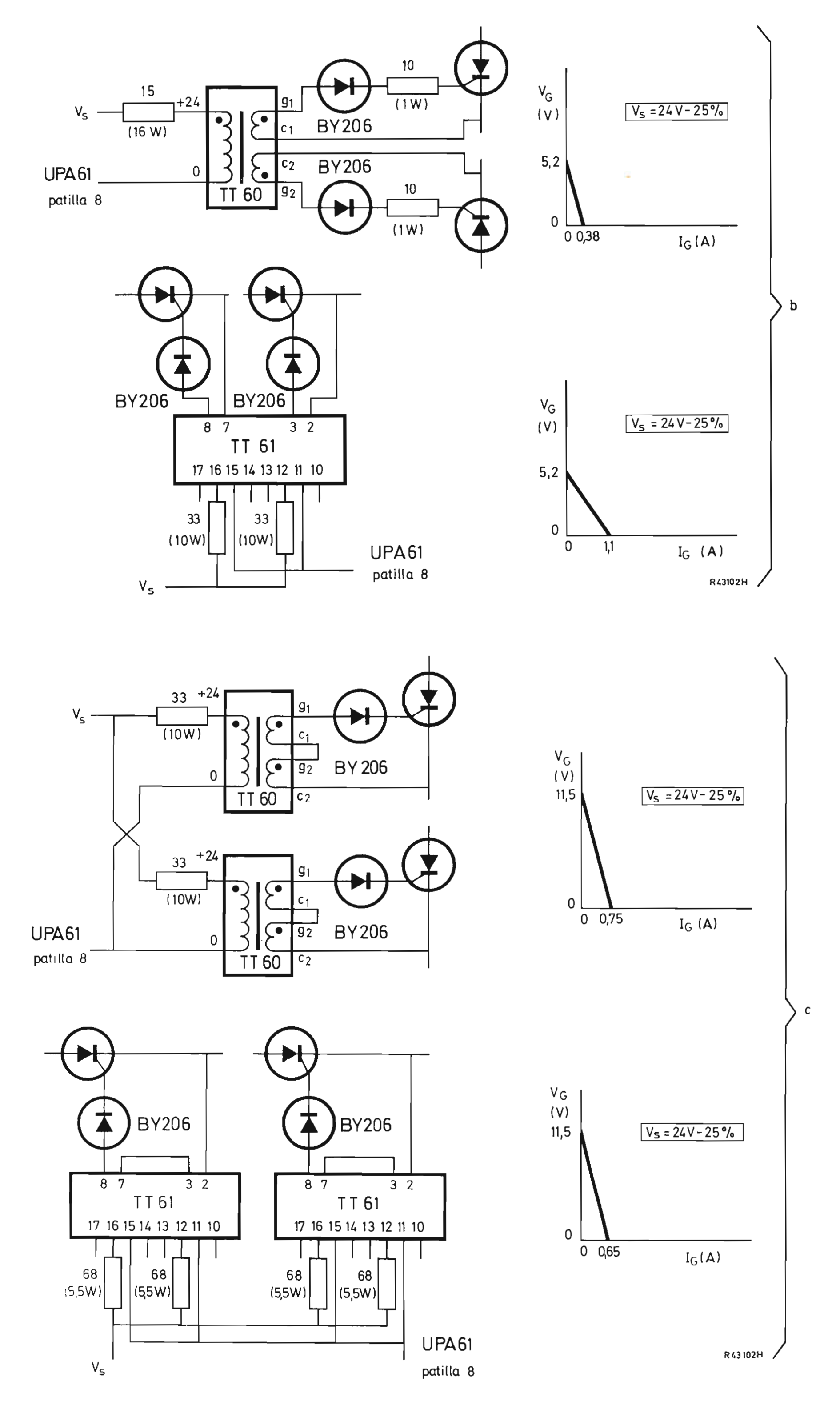


Figura 2. Combinaciones del UPA61 con TT60 y TT61.

que y normalmente se monta en la misma placa de circuito impreso que los circuitos de control. El TT60 puede montarse adecuadamente en el mismo radiador que el dispositivo de potencia.

ETAPA DE SALIDA DE POTENCIA DE 1 A

Las conexiones aconsejadas del UPA61 disponen el seguidor de emisor y los transistores del amplificador de potencia en forma de par Darlington; la tensión de saturación, y por lo tanto la disipación de potencia, es así más elevada. En el montaje que se representa en la figura 4, el seguidor de emisor obtiene la excitación de corriente de base para el amplificador de potencia a partir de la alimentación c.c., a través del resistor de limitación. La tensión de saturación del amplificador de potencia queda, por consiguiente, reducida, y por tanto se reduce la disipación de potencia. De este modo el UPA61 es capaz de excitar cargas que tengan una impedancia superior a los 30 Ω, y por tanto su capacidad de corriente de salida es comparable con la del PA60 (mínima impedancia de carga de 30 Ω a $V_S = 24$ V ±25 %).

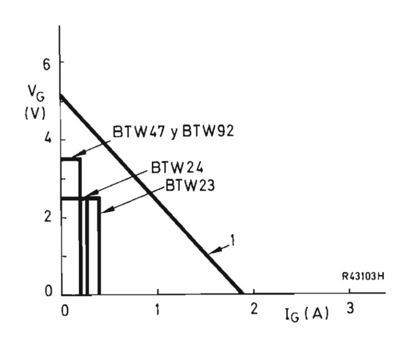


Figura 3. Zonas de disparo positivo.

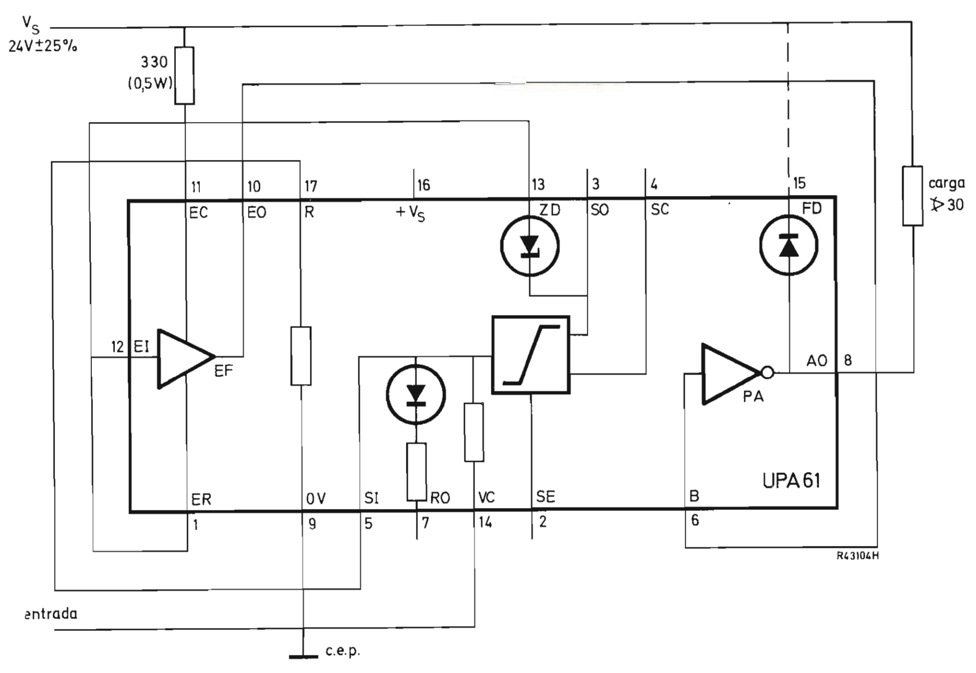


Figura 4. Circuito bloque UPA61 como etapa de salida de potencia de 1 A.

El UPA61 incorpora un diodo amortiguador en el circuito de salida para la supresión de picos de tensión cuando se excitan cargas inductivas. Sin embargo, máxima temperatura ambiente del UPA61 está limitada a 70°C, mientras que la del PA60 es de 85°C.

PREAMPLIFICADOR PARA OSCILOSCOPIO DE BANDA ANCHA

Hasta hace poco los preamplificadores verticales de casi todos los osciloscopios estaban equipados con una válvula electrónica en la etapa de entrada. En las tentativas para sustituir la válvula por un transistor se encontraban dos inconvenientes propios de los transistores bipolares: en primer lugar, su impedancia de entrada era demasiado pequeña y, en segundo lugar, para mantener baja la corriente de base era necesario ajustar la corriente de colector a un valor tan bajo que la ganancia a elevadas frecuencias era mucho menor de lo que se necesitaba en un osciloscopio.

Con el desarrollo de los transistores unipolares —por ejemplo, el transistor de efecto de campo— se superan ahora ambos inconvenientes. En el preamplificador que describimos se utiliza el transistor de efecto de campo BFW10 para la entrada de señal y para el control de desplazamiento vertical.

El preamplificador representado en la figura 1 es un amplificador diferencial de tres etapas que tiene salidas en fase opuesta entre sí. Una de las entradas es para la señal y la otra para el ajuste de la polarización de c.c. que controla el desplazamiento vertical. Los transistores de efecto de campo de ambas entradas se conectan como seguidores de surtidor a fin de que proporcionen una impedancia suficientemente baja para los transistores BFY90 de la etapa siguiente y así asegurar que su ganancia permanecerá constante para altas frecuencias.

Debido a su baja capacidad de entrada, alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida, resulta especialmente aconsejable un seguidor de surtidor en la etapa de entrada. En el empleo normal de un osciloscopio puede ocurrir que ocasionalmente se aplique una tensión demasiado alta a la entrada de señal del preamplificador; por ello se han de tomar medidas para proteger a todos los transistores. En el circuito representado se han tomado medidas dobles; la red $R2R3$ entre la entrada de señal y la puerta de $TR1$ limita la corriente de puerta, y los diodos fijadores $D1$ y $D2$ limitan las excursiones positiva y negativa de la tensión de surtidor.

Si se aplica una tensión positiva elevada a la entrada de señal, el diodo $D1$ y el diodo formado por la unión de puerta-surtidor del transistor de efecto de campo pasan al estado conductor y la corriente que los atraviesa viene dada por el resistor $R2$. En estas circunstancias la corriente de puerta del transistor de efecto de campo puede alcanzar más de 10 mA. Si se aplica una tensión negativa elevada, la corriente que atraviesa el transistor de efecto de campo disminuye y el diodo $D2$ se hace conductor; en este caso, el surtidor de $TR1$ y la base de $TR3$ se fijarán a un potencial de unos $-0{,}7$ V con respecto a masa, incluso si se sobrepasa la tensión de ruptura de puerta-surtidor de $TR1$. También en este caso los resistores $R2$ y $R3$ limitan la intensidad de la corriente de puerta. Sin embargo, si se dejan persistir las corrientes inversas debidas a las altas tensiones negativas pueden dañar el transistor de efecto de campo, de modo que ha de procurarse no mantener la punta de prueba o sonda en contacto con dicha tensión más tiempo del necesario.

El condensador $C1$ en paralelo con $R2$ evita atenuación indebida de las señales de alta frecuencia por las capacidades de puerta-drenador y puerta-surtidor. Si se

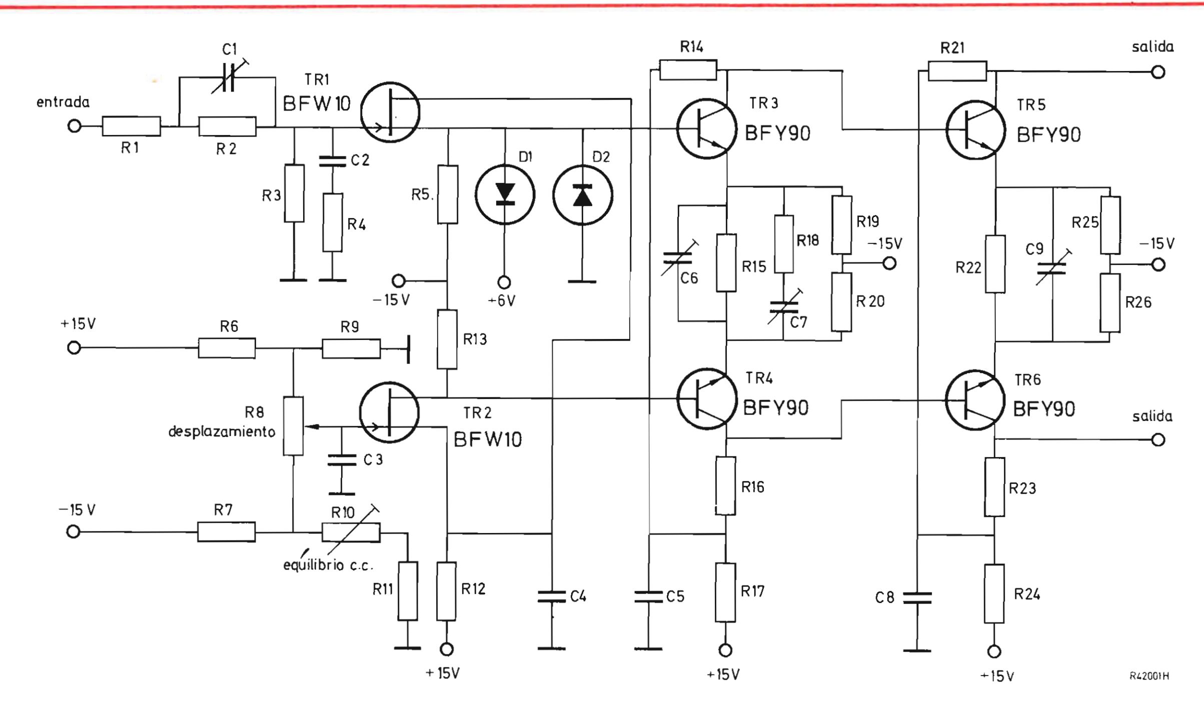


Figura 1. Preamplificador de desviación vertical para osciloscopio, con un par de transistores de efecto de campo en la entrada de señal y control de desplazamiento vertical en la primera etapa.

$R_1 = 47\ \Omega$	$R_7 = 10\ k\Omega$	$R_{13} = 3{,}9\ k\Omega$	$R_{19} = 1{,}7\ k\Omega$	$R_{25} = 1{,}5\ k\Omega$	$C_5 = 0{,}1\ \mu F$
$R_2 = 300\ k\Omega$	$R_8 = 500\ \Omega$	$R_{14} = 100\ \Omega$	$R_{20} = 1{,}7\ k\Omega$	$R_{26} = 1{,}5\ k\Omega$	$C_6 = 6\ pF$
$R_3 = 700\ k\Omega$	$R_9 = 100\ \Omega$	$R_{15} = 100\ \Omega$	$R_{21} = 50\ \Omega$	$C_1 = 20\ pF$	$C_7 = 6\ pF$
$R_4 = 2{,}2\ k\Omega$	$R_{10} = 100\ \Omega$	$R_{16} = 100\ \Omega$	$R_{22} = 27\ \Omega$	$C_2 = 1{,}5\ pF$	$C_8 = 0{,}1\ \mu F$
$R_5 = 3{,}9\ k\Omega$	$R_{11} = 50\ \Omega$	$R_{17} = 330\ \Omega$	$R_{23} = 50\ \Omega$	$C_3 = 0{,}1\ \mu F$	$C_9 = 5\ pF$
$R_6 = 10\ k\Omega$	$R_{12} = 680\ \Omega$	$R_{18} = 56\ \Omega$	$R_{24} = 56\ \Omega$	$C_4 = 0{,}1\ \mu F$	Los diodos $D1$ y $D2$ son BAW62

aplica un transitorio de alta tensión a la entrada de señal, el condensador $C1$ se carga; durante un breve período, una parte de la corriente de carga pasa a través de la puerta del transistor de efecto de campo, y durante ese período este transistor disipa energía en forma de calor. La energía disipada es prácticamente igual a la energía almacenada en el condensador $C1$ a plena carga. La máxima energía transitoria admisible que puede resistir el transistor de efecto de campo es de 10 μWs, de donde:

$$(1/2)\ C_1 V_{máx}^2 < 10^{-5}\ \text{Ws}. \qquad (1)$$

Si la máxima tensión admisible para la entrada de señal es de unos 300 V, de acuerdo con la ecuación (1) el valor de $C1$ habrá de ser inferior a los 200 pF.

En este montaje, transitorios de tensión rápidos de 300 V aplicados a la entrada por medio de un conmutador de mercurio no causaron perjuicios al transistor.

El transistor de efecto de campo también estaría bien protegido, por supuesto, si los diodos se conectaran a la puerta, pero entonces las capacidades de los diodos aumentarían indebidamente la capacidad total de entrada. Además, sus corrientes de fugas ocasionarían entonces una deriva térmica extra.

El transistor de efecto de campo tiene una impedancia de entrada de unos $10^{12}\ \Omega$, de modo que la impedancia de entrada del preamplificador viene dada principalmente por $R2 + R3 = 1\ \text{M}\Omega$. La parte real de la impedancia de entrada del circuito medida en la puerta del transistor de efecto de campo es negativa para frecuencias superiores a 10 MHz. Esto se debe a la carga capacitiva del seguidor de surtidor y al desplazamiento de fase de la transconductancia del transistor de efecto de campo originado por el tiempo de tránsito de los electrones en el canal. Para unos 300 MHz el desplazamiento de fase llega a 45°. Con el fin de mantener una impedancia positiva para todas las frecuencias, se conecta un resistor $R4$ en serie con el condensador $C2$ a través de la entrada. La parte real positiva de esta impedancia $(1/\omega^2 C2^2 R3)$ compensa entonces la parte real negativa de la impedancia de seguidor de surtidor, de tal modo que la impedancia de entrada se mantiene positiva para todas las fre-

cuencias. La figura 2 muestra la impedancia de entrada en función de la frecuencia; la figura 3 es una gráfica similar de su parte real, la resistencia de entrada, que es positiva para frecuencias inferiores a 400 MHz.

Puesto que la ganancia ha de permanecer constante desde c.c. a 300 MHz, la ganancia de tensión por etapa se ha de mantener pequeña. La ganancia se puede estabilizar por medio de un condensador en paralelo ajustable $C1$ y los condensadores de ajuste en los circuitos de emisor de las etapas segunda y tercera. El valor del condensador $C1$ puede calcularse a partir de:

$$R_2 C_1 = R_3 \{C_2 + C_{gd} + (1 - \alpha) C_{gs}\},$$

en donde C_{gd} es la capacidad puerta-drenador, C_{gs} la capacidad puerta-surtidor, y α la ganancia de tensión de $TR1$. Así la atenuación de tensión entre la entrada de señal y la puerta del transistor de efecto de campo será igual para c.a. y c.c., y equivaldrá a $R3/(R2 + R3)$.

Desde c.c. a 300 MHz la ganancia es aproximadamente igual a 3. Para una función escalón de entrada con un tiempo de subida de unos 0,3 ns, el tiempo de subida en la salida es de unos 0,9 ns, y hay menos del 10 % de sobreimpulso.

Como en los transistores bipolares, los fenómenos de deriva debidos a envejecimiento son mucho menos pronunciados en los transistores de efecto de campo que en las válvulas electrónicas, y por tanto, puede despreciarse.

Sin embargo, ha de tenerse en cuenta la deriva de tensión térmica de una etapa de entrada con transistor de efecto de campo.

El circuito es un amplificador diferencial, de modo que si se desprecian las tensiones de deriva térmica de las etapas segunda y tercera, y si los dos transistores de efecto de campo están acoplados térmicamente, la deriva de tensión térmica total referida a la entrada de señal sera:

$$\frac{d\Delta V_{GS}}{dT} = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{d\mu}{dT} \left\{ \left(\frac{I_D}{g_{fs}} \right)_1 - \left(\frac{I_D}{g_{fs}} \right)_2 \right\} + \frac{\Phi_1 - \Phi_2}{T}, \tag{2}$$

donde los subíndices 1 y 2 se refieren a los transistores $TR1$ y $TR2$.

Por tanto, la tensión total de deriva depende del ajuste de desplazamiento vertical, del acoplamiento térmico de $TR1$ y $TR2$, y de la diferencia entre sus respectivas transconductancias. Con el peor equilibrio posible entre los transistores de efecto de campo, se halló que la deriva no excedía de 4 mV/°C. Si se presta atención al equilibrio, la tensión de deriva puede limitarse a unos 0,5 mV/°C o menos para un ajuste de desplazamiento igual a cero.

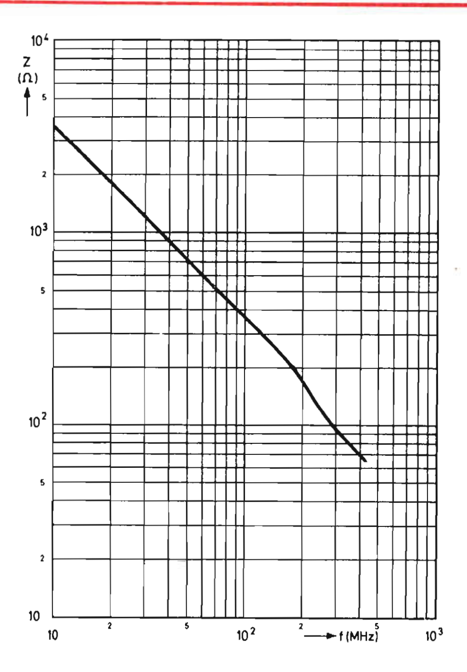


Figura 2. Impedancia de entrada del preamplificador en función de la frecuencia.

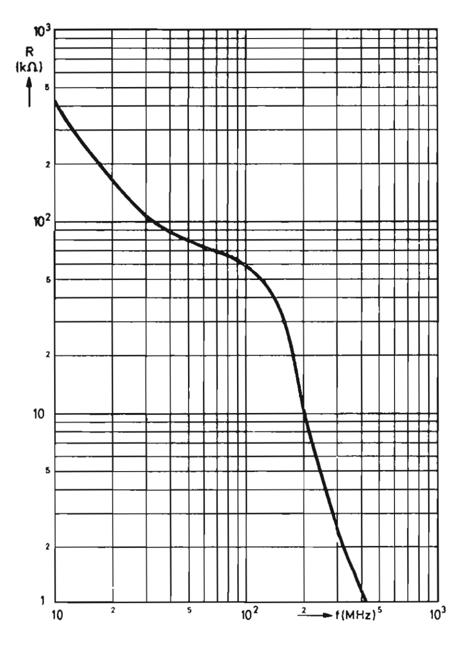


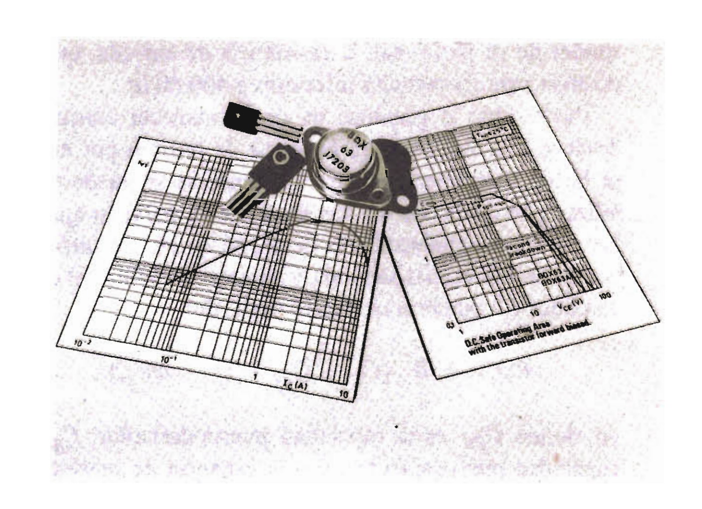
Figura 3. Resistencia de entrada del preamplificador en función de la frecuencia.

En el margen de c.c. a 300 MHz la señal de ruido eficaz medida con entrada en circuito abierto fue inferior a 0,2 mV, lo cual está dentro del ancho del haz electrónico en la pantalla incluso de los osciloscopios más sensibles.

TRANSISTORES DARLINGTON COMPLEMENTARIOS

Los transistores Darlington simplifican el diseño de circuitos y reducen los costos de los equipos en componentes y montaje, a la vez que proporcionan una mejora de fiabilidad. Nuestros transistores de potencia Darlington cubren una amplia gama de aplicaciones. Realizados en versiones complementarias PNP y NPN, cada uno consta de dos transistores, dos resistores y un diodo en una sola cápsula, obtenidos mediante técnica epitaxial. Esta técnica proporciona mejores características y rendimiento que la técnica planar.

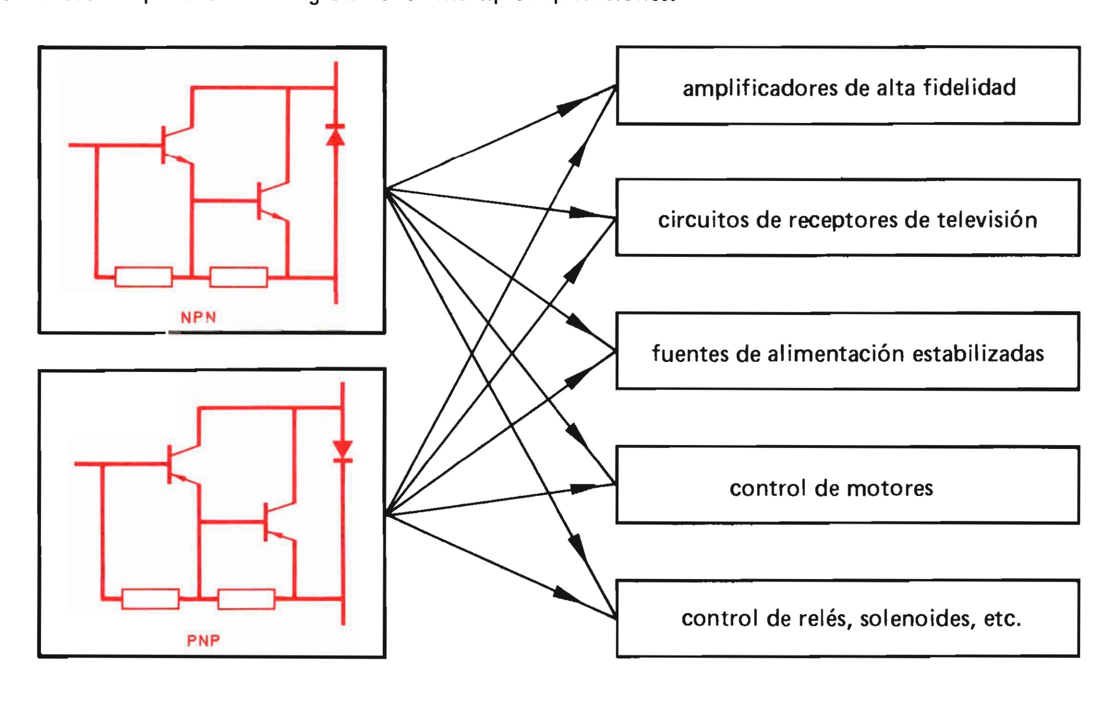
En la tabla adjunta damos las principales características de los tipos disponibles. Estos transistores pueden ser empleados tanto en amplificación lineal como en conmutación: su frecuencia de transición típica es de 2,5 MHz y tiempos de conmutación inferiores al microsegundo.



Tabla

V_{CEO} = 60 V		V_{CEO} = 80 V		$I_{CMmáx}$ (A)	$P_{totmáx}$ (W)	$h_{FEmín}$ a I_C (A)		Cápsula
PNP	NPN	PNP	NPN					
BD262	BD263	BD262A	BD263A	6	36	750	1,5	TO126-SOT32
BD264	BD265	BD264A	BD265A	6	40	1000	2	TO66-SOT67
BD266	BD267	BD266A	BD267A	8	55	750	3	TO66-SOT67
BDX62	BDX63	BDX62A	BDX63A	12	90	1000	3	TO3
BDX64	BDX65	BDX64A	BDX65A	12	117	1000	5	TO3
BDX66	BDX67	BDX66A	BDX67A	20	150	1000	10	TO3

Los transistores de potencia Darlington tienen múltiples aplicaciones.



EL TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO EN CIRCUITOS DE CONMUTACION

A continuación presentamos un estudio sobre los diferentes aspectos de conmutadores realizados con transistores de efecto de campo. Se examinan:

- *compensación de las variaciones de temperatura*
- *impulsos parásitos transitorios*
- *tipos de conmutador: en serie, en paralelo y en serie/paralelo*
- *aplicaciones.*

INTRODUCCION

Un conmutador ideal tiene una resistencia igual a cero si está cerrado e infinita cuando está abierto; pero en la práctica todos los conmutadores se comportan de diferente manera. En la figura 1 se representa el circuito de un conmutador práctico; en él se pueden ver las principales fuentes de error.

El error puede calcularse teniendo en cuenta los circuitos representados en la figura 2 en los cuales V_{in} es la tensión de entrada, V_{out} la tensión de salida, R_G la impedancia del generador de señal y R_L la resistencia de carga.

Cuando el conmutador está cerrado (estado conductor) la tensión de salida es idealmente igual a la tensión de entrada; pero en la práctica

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{R_L}{R_L + r_{on} + R_G} + V_{offset}.$$

Para un error mínimo el término $R_L/(R_L + r_{on} + R_G)$ debe aproximarse a la unidad; es decir, r_{on} ha de ser mucho más pequeño que R_L y R_G, y R_L ha de ser mucho mayor que R_G. La tensión offset ha de ser lo más baja posible.

Cuando el conmutador está abierto (no conductor) la tensión de salida ha de ser igual a cero; pero de hecho viene dada por:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{R_L}{R_L + r_{off} + R_G}.$$

Para un error mínimo, r_{off} ha de ser mucho mayor que R_L y R_G.

El conmutador mecánico tiene una resistencia de bloqueo muy elevada y una resistencia de paso muy baja, pero es lento y en el estado conductor tiene una tensión offset. El transistor bipolar tiene una resistencia de paso más elevada y una resistencia de bloqueo más baja que el conmutador mecánico, y su tensión offset y velocidad de conmutación son más elevadas. El conmutador con transistor de efecto de campo tiene una baja resistencia de paso y una alta resistencia en estado de bloqueo, y no tiene tensión offset.

Los transistores de efecto de campo no tienen almacenamiento de portadores de carga minoritarios en el canal como ocurre en la base de los transistores bipolares. Esto significa que el tiempo de retardo t_d para pasar al estado conductor y el tiempo de almacenamiento t_s para pasar al estado de bloqueo son muy pequeños. De ahí

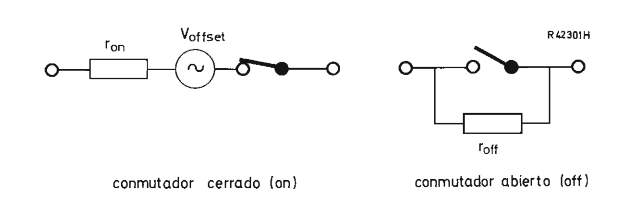


Figura 1. Errores generados por un conmutador práctico.

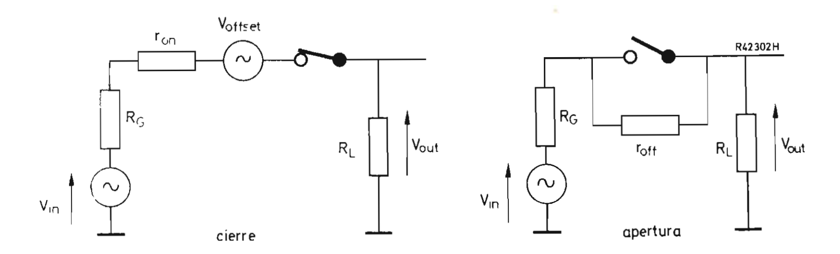


Figura 2. Circuito de conmutación.

que los tiempos de funcionamiento de los transistores de efecto de campo estén determinados principalmente por el circuito exterior y no por las propiedades del propio transistor de efecto de campo.

EL CONMUTADOR DE TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO

Un transistor de efecto de campo de canal N no conduce si la puerta es negativa con respecto al surtidor. La resistencia entre drenador y surtidor es entonces de unos 10 GΩ. En la práctica la tensión de bloqueo ha de ser más negativa que la suma de la tensión de estrangulamiento y la mayor señal de entrada negativa. El transistor de efecto de campo pasa al estado conductor cuando el potencial entre puerta y surtidor es igual a cero. La resistencia entre drenador y surtidor es entonces baja, de unos 25 Ω para el BSV78.

COMPENSACION DE LAS VARIACIONES DE TEMPERATURA

En el estado no conductor la corriente de fuga produce una tensión de error que puede despreciarse para temperaturas de ambiente. La variación de la corriente de fuga puede compensarse conectando entre la carga y una tensión de alimentación positiva un diodo polarizado en sentido inverso cuya corriente de fuga equilibre la del transistor de efecto de campo.

En el estado conductor la resistencia de canal r_{on} también varía con la temperatura; la variación es aproximadamente de +0,7 %/°C. Esta variación puede ser compensada, si es necesario, conectando un termistor en serie con el transistor de efecto de campo.

IMPULSOS PARASITOS TRANSITORIOS

Pueden aparecer pequeños impulsos parásitos transitorios en la salida de un conmutador con transistor de efecto de campo, cualquiera que sea la señal de entrada. Estos impulsos parásitos están originados principalmente por el desplazamiento de los portadores de carga mayoritarios durante la formación y eliminación de la capa de vaciado en el canal. Aumentando los tiempos de subida y de caída de la tensión de excitación de puerta los impulsos parásitos disminuyen en altura pero aumentan en anchura. El total de carga asociado a los impulsos parásitos depende sólo de la amplitud de la tensión de excitación.

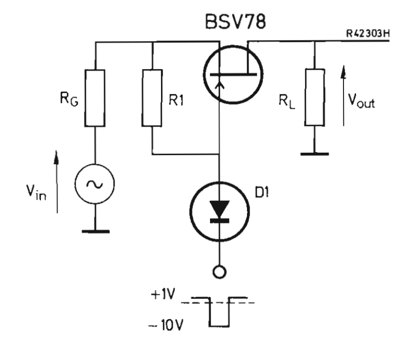


Figura 3. Conmutador en serie.

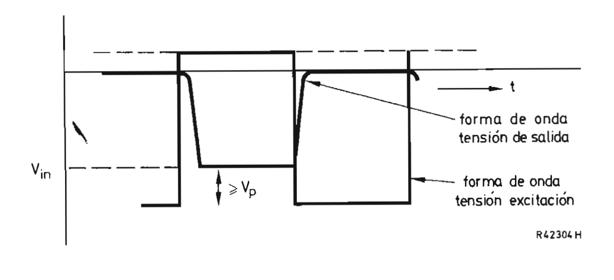


Figura 4. Forma de onda de conmutación.

CIRCUITOS DE CONMUTACION

a) *Conmutador en serie.* En este montaje el conmutador está conectado en serie con el generador y la carga, y se aplica una tensión de excitación a la puerta para conectar y desconectar alternativamente la carga al generador de señal. El circuito resulta especialmente aconsejable si la resistencia del generador es baja. La figura 3 representa un conmutador en serie que puede utilizarse para valores relativamente elevados de la señal de entrada; la figura 4 muestra las formas de onda de conmutación.

Para que el conmutador pase al estado conductor, la tensión V_{GS} ha de ser igual a cero. Si la tensión de excitación es superior a la tensión de entrada positiva más elevada, el diodo $D1$ se polarizará en sentido inverso y un resistor de elevado valor $R1$ asegurará que V_{GS} sea igual a cero y el dispositivo quede saturado. Para mantener bajo el valor de la corriente de drenador es necesario un elevado valor de la resistencia de carga R_L. En este circuito la alta resistencia de carga minimiza el error de la tensión de paso a conducción, pero esto presenta el inconveniente de que aumenta la constante de tiempo de la descarga $(C_{gd}R_L)$ y, por consiguiente, reduce la velocidad de conmutación.

El error de dicha tensión para el conmutador en serie viene dada por:

$$\Delta V_{on} = \frac{V_{in}(R_G + r_{on})}{R_G + r_{on} + R_L},$$

y el error de la tensión de bloqueo por:

$$\Delta V_{off} = R_L I_{DG},$$

donde I_{DG} es la corriente de fuga de puerta a drenador. Puesto que la fuga es muy baja en temperaturas ambiente, R_L puede elegirse para error mínimo.

b) *Conmutador en paralelo.* En el conmutador en paralelo representado en la figura 6, el transistor de efecto de campo está conectado en paralelo con la carga y conmuta entre corte y polarización cero. Teóricamente, durante el corte la señal de entrada aparece a través de la carga y durante la saturación aparece señal cero en la carga; pero en la práctica existen errores de las tensiones de saturación y bloqueo. Este circuito es mejor para aplicaciones en las que la resistencia de generador es elevada.

El resistor $R1$ evita que la entrada se cortocircuite cuando el transistor de efecto de campo se satura.

Las condiciones de excitación son similares a las antes descritas, pero hemos de recordar que para que el dispositivo se sature la tensión de excitación sólo se reduce al valor de la máxima tensión negativa de entrada, pues un valor inferior permitiría a la unión puerta-canal que se polarizara en sentido directo. En la figura 6 se muestran las formas de onda de conmutación.

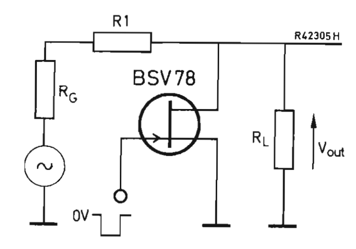


Figura 5. Conmutador en paralelo.

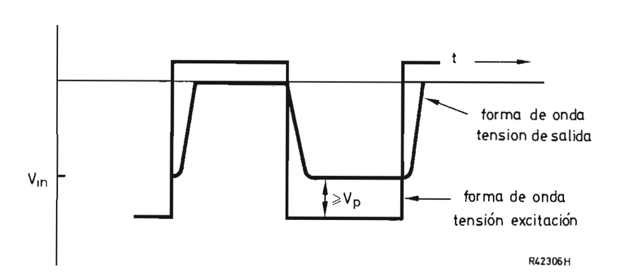


Figura 6. Forma de onda de conmutación.

El error de tensión de saturación viene dado por:

$$\Delta V_{on} = \frac{V_{in} r_{on}}{R_G + r_{on}}.$$

y el error de la tensión de bloqueo viene dado por:

$$\Delta V_{off} = (I_{DG}R_G + V_{in})\frac{R_L}{R_G + R_L}.$$

Puesto que este montaje se emplea habitualmente en aplicaciones en las que la resistencia de generador R_G es elevada, R_L ha de ser muy alto a fin de minimizar el error de la tensión de bloqueo. La salida del conmutador puede ser aplicada a un amplificador con transistor de efecto de campo para conseguir este elevado valor de la resistencia de carga.

c) *Conmutador en serie/paralelo.* Un conmutador en serie/paralelo presenta las ventajas de los circuitos serie y paralelo y permite compensar algunos de los errores asociados a ellos. La principal ventaja del circuito consiste en que la combinación proporciona una vía de descarga de baja resistencia que permite el funcionamiento en alta frecuencia. La figura 7 representa un circuito serie/

paralelo en el que se emplean dos transistores de efecto de campo de canal N. Un simple circuito en serie va seguido de un circuito en paralelo; las tensiones de excitación son de fase opuesta. La alta resistencia de carga necesaria en el conmutador en serie para mínimo error la proporciona el alto resistor de surtidor, el cual asegura también un error mínimo en el circuito en paralelo.

Para el conmutador serie/paralelo el error de la tensión de saturación viene dado por:

$$\Delta V_{on} = \frac{R_L \{I_{DG2} (R_G + r_{on1}) + V_{in}\}}{R_G + r_{on1} + R_L},$$

y el error de la tensión de bloqueo por:

$$\Delta V_{off} = I_{DG1} \cdot \frac{r_{on2} R_L}{r_{on2} + R_L}.$$

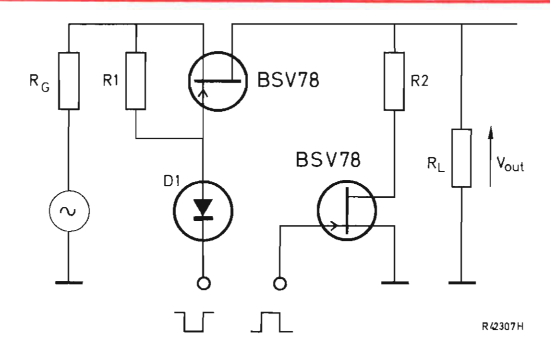


Figura 7. Conmutador serie/paralelo.

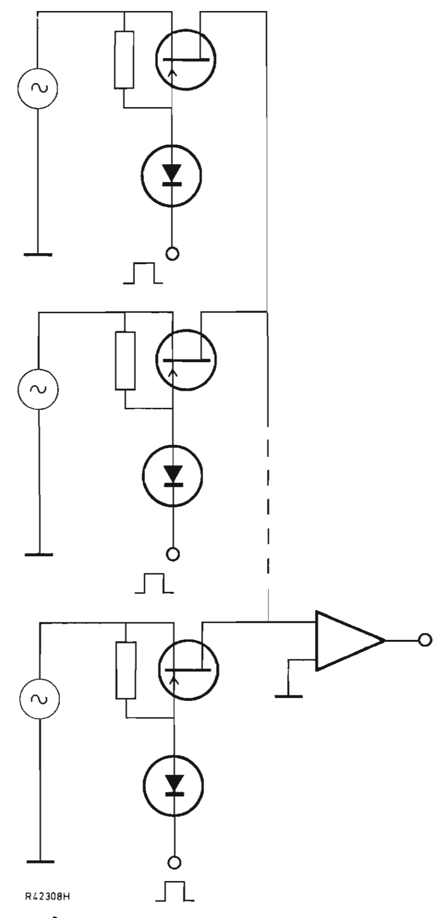


Figura 8. Conmutadores analógicos en sistema de adquisición de datos.

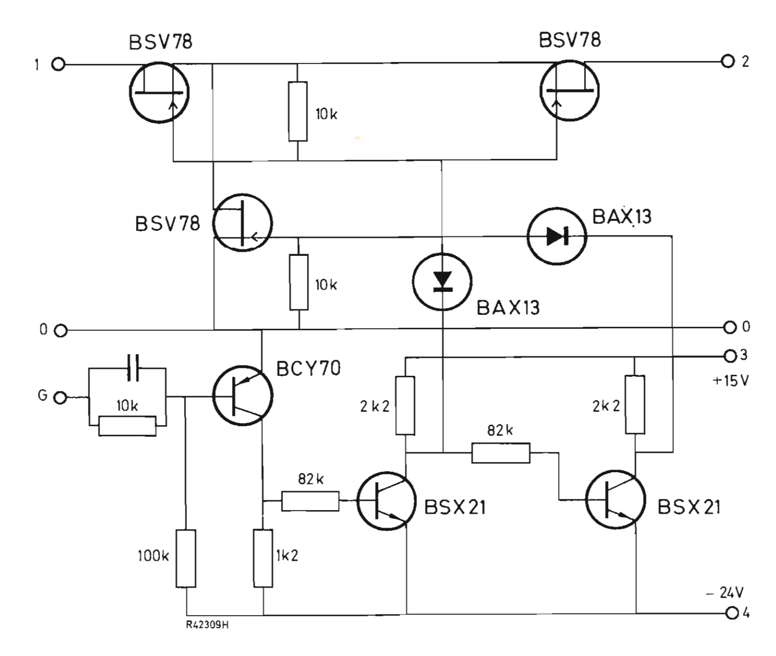


Figura 9. Conmutador bidireccional.

APLICACIONES

Los conmutadores con transistor de efecto de campo pueden utilizarse como choppers o como conmutadores analógicos; ambas aplicaciones requieren alta resistencia de bloqueo, baja resistencia en estado conductor, baja capacidad y alta velocidad de conmutación tal como proporcionan los transistores de efecto de campo.

Una serie de conmutadores analógicos con transistor de efecto de campo se pueden utilizar en un sistema de adquisición de datos, como representa la figura 8. Las señales de excitación están temporizadas para conmutar cada transistor de efecto de campo secuencialmente de modo que el amplificador acepte información procedente de un generador de señal mientras los demás están desconectados. Se han de compensar las tensiones de error de bloqueo, cuyo total aparece en la entrada del amplificador.

La figura 9 representa un conmutador bidireccional con tres transistores de efecto de campo BSV78 que puede usarse en circuitos de conmutación multiplexados. Este conmutador puede manejar tensiones de hasta +30 V y corriente de hasta +100 mA; se abre para tensión de puerta igual a cero y se cierra para tensión de puerta igual a 6 V. La resistencia en serie del conmutador cerrado es de 50 Ω, y la resistencia de fuga del conmutador abierto es superior a los 10 GΩ. Los tiempos de conmutación son inferiores a los 100 ns.

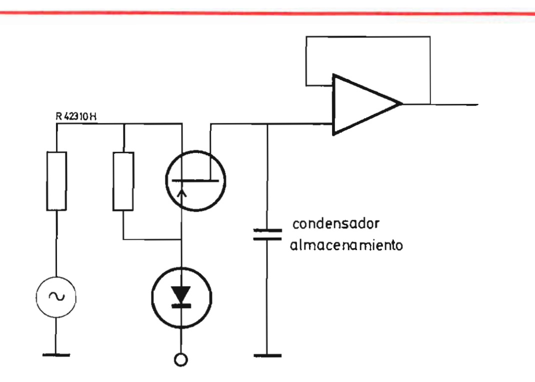


Figura 10. Circuito de muestreo y de retención.

El empleo de transistores de efecto de campo en circuitos de muestreo y de retención en memorias analógicas permite utilizar condensadores de almacenamiento pequeños debido a que los errores ocasionados por capacidades parásitas son pequeños en estos montajes. Así, pues, la exactitud es superior a la obtenida con conmutadores de transistores bipolares, y los tiempos de apertura pueden ser mucho más cortos. La figura 10 representa un circuito de muestreo y de retención. La salida del conmutador en serie se aplica al condensador de almacenamiento, conectando la señal de entrada directamente al condensador de almacenamiento cuando el transistor de efecto de campo está conmutado en estado conductor.

TRANSFORMADOR DE CORRIENTE PARA C.C. CON UN CIRCUITO BLOQUE DE LA SERIE 60

El nuevo transformador de corriente DCT61 viene a completar la serie 61 en su ya amplia gama de aplicaciones.

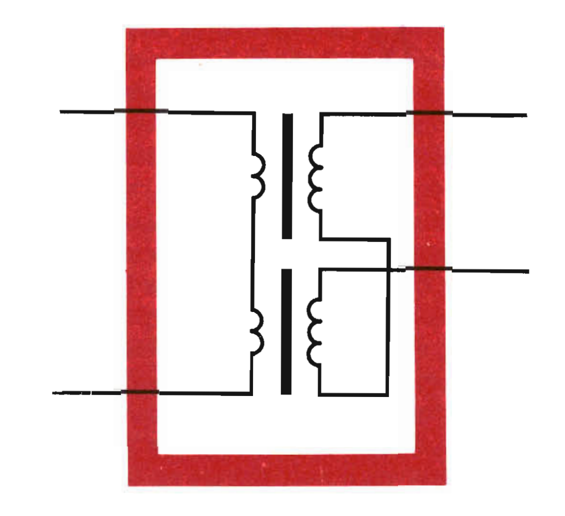
El DCT61 posee una excelente estabilidad y gran rapidez de respuesta. Está construído con el mínimo de componentes discretos. Incluye un generador de impulsos de 5 kHz que interfiere a la tensión de salida de c.c. de forma inapreciable.

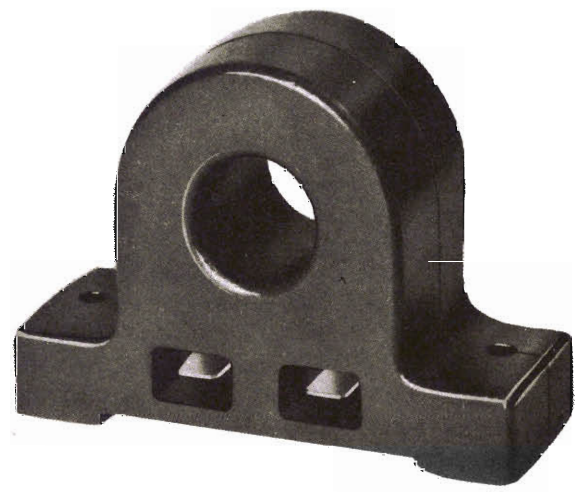
Si se emplea con los circuitos bloque UPA61 o GLD60 proporciona una conversión lineal de una alta corriente c.c. (hasta 160 A) a una baja tensión de c.c. (0 a 15 V) con buen aislamiento de c.c. entre entrada y salida (5 kV de tensión de prueba).

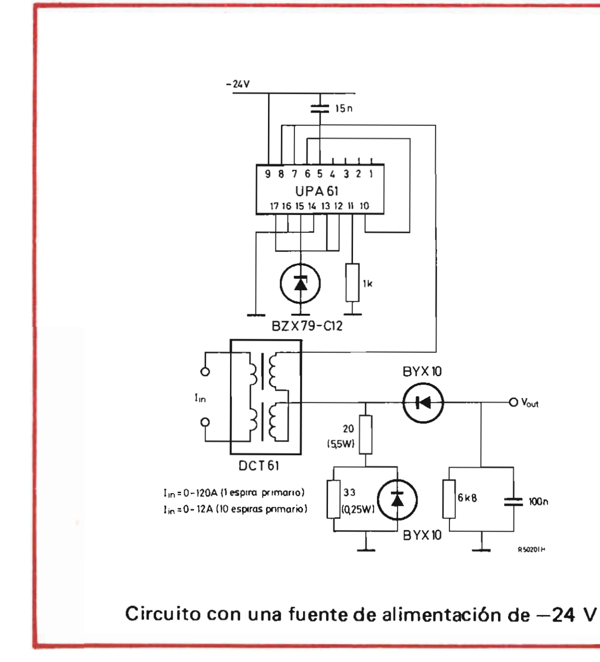
Está diseñado para ser utilizado en circuitos de control de potencia de c.c. en los que se necesite introducir información en la carga de c.c. conectada a la red para el circuito de control (nivel bajo) sin una conexión directa entre las dos partes. Su funcionamiento con muestreo a altas frecuencias posibilita que el DTC61 produzca la información de alimentación necesaria en la frecuencia de red (50/60 Hz).

Este transformador está formado por dos toroides de ferroxcube de gran calidad. El núcleo está incluido en una cápsula que tiene dos orificios de montaje. La conexión del devanado secundario se hace con "Fastons" de 0,25.

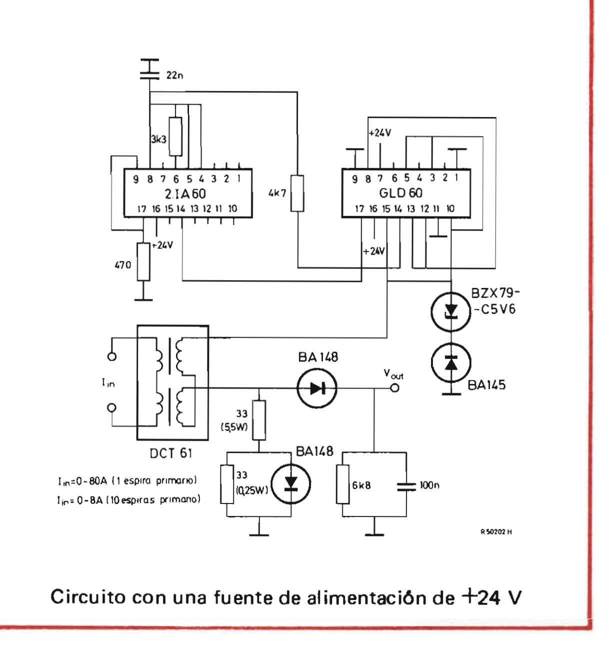
El devanado primario del tansformador se forma pasando el hilo que conduce la corriente que se ha de medir a través del agujero del DCT61; el valor de esta corriente determinará el número de espiras del primario necesarias.







Circuito con una fuente de alimentación de −24 V



Circuito con una fuente de alimentación de +24 V

ADAPTACION DE IMPEDANCIA PARA MICROFONO DE CONDENSADOR

Un micrófono de condensador no es adecuado para excitar un transistor bipolar. Si la impedancia de entrada del transistor fuera lo suficiente alta para dar una relación de transferencia aceptable, el factor de ruido también sería alto; y a la inversa, si la impedancia de entrada fuera lo bastante baja para dar un factor de ruido lo suficiente bajo, la relación de transferencia sería inadecuada. El transistor de efecto de campo puede ser utilizado ventajosamente para reducir la elevada impedancia del micrófono. Su aportación de ruido se mantiene muy pequeña, incluso para elevadas impedancias de generador de señal. Se considera aquí la aportación de ruido del circuito de adaptación de impedancia que incluye un transistor de efecto de campo BFW11 como seguidor de surtidor.

INTRODUCCION

El circuito equivalente de un micrófono de condensador consiste en un generador de tensión de señal E_s en serie con un condensador C_s, como se representa en la figura 1a.

El valor típico de la sensibilidad S del micrófono es de 1 mV/μbar, y su capacidad C_s de unos 33 pF. Si el micrófono está conectado a un circuito de adaptación de impedancia, la aportación de ruido de éste puede representarse por un segundo generador de tensión E_{eq} en serie con E_s, como se representa en la figura 1b.

La figura 2 representa un circuito de adaptación de impedancia que utiliza un transistor de efecto de campo. El resistor R_p es el resistor de polarización y por lo general tiene algunos cientos de megohmios. La corriente de drenador del transistor de efecto de campo se ajusta al valor necesario por medio de una resistencia de carga R_L (3 kΩ). Sin embargo, puesto que esta resistencia está en paralelo con $1/g_m$ (donde g_m indica la transconductancia), generalmente se presenta una impedancia inferior a 1 kΩ a la etapa siguiente, de modo que ésta puede utilizar un transistor convencional en montaje de colector común sin que se produzca aportación significante de ruido. Su resistencia de emisor puede adaptarse fácilmente al cable que une el micrófono con su amplificador.

En la figura 3a se representa un sencillo circuito equivalente en el que se indica el generador de tensión de ruido. Para el análisis de este circuito se puede desarrollar más detalladamente según se representa en la figura 3b; los diferentes factores responsables del desarrollo de la tensión de ruido equivalente E_{eq} se señalan por separado. Esos factores son:

E_n = tensión de ruido equivalente del transistor de efecto de campo,
I_p = corriente de ruido del resistor R_p,
I_L = corriente de ruido del resistor R_L,
I_n = generador equivalente de corriente de ruido debido a la corriente de fugas de la puerta.

Estos generadores de ruido vienen dados por las expresiones siguientes:

$$\Delta\overline{|E_n|^2} = A\Delta f/f + 4\,kT\Delta f/g_m, \qquad (1)$$

$$\Delta\overline{|I_p|^2} = 4\,kT\Delta f/R_p, \qquad (2)$$

$$\Delta\overline{|I_L|^2} = 4\,kT\Delta f/R_L, \qquad (3)$$

$$\Delta\overline{|I_n|^2} = 2\,qI_G\Delta f, \qquad (4)$$

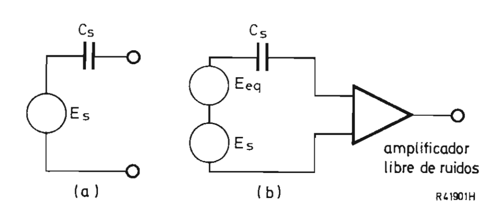


Figura 1. Circuito equivalente de un micrófono de condensador, a) sin generador de tensión de ruido debido a una red de adaptación de impedancias, y b) con dicho generador.

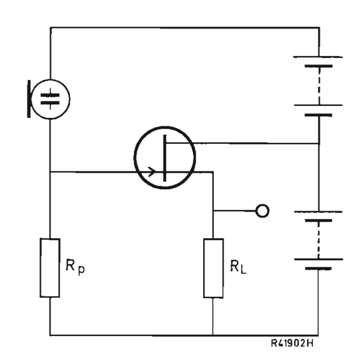


Figura 2. Transistor de efecto de campo en una red de adaptación de impedancia para un micrófono condensador.

en donde el factor A varía ligeramente con la corriente y la tensión de drenador; k es la constante de Boltzmann ($8{,}62 \times 10^{-5}$ eV/°K); T es la temperatura absoluta; q es la carga del electrón ($1{,}6 \times 10^{-19}$ C); e I_G indica la corriente de puerta.

La variación del ruido equivalente viene dada por

$$\Delta\overline{|E_{eq}|^2} = \frac{\Delta\overline{|I_p|^2}}{\omega^2 C_s^2} + \\ + \frac{\Delta\overline{|I_n|^2}\,\{(g_m - 1/R_p)^2 + \omega^2 C_{is}^2\}}{\omega^2 C_s^2\,(g_m^2 + \omega^2 C_s^2)} + \\ + \frac{(\Delta\overline{|E_n|^2} g_m^2 + \Delta\overline{|I_L|^2})\,\{1/R_p^2 + \omega^2 (C_s + C_{is})^2\}}{\omega^2 C_s^2\,(g_m^2 + \omega^2 C_s^2)}, \quad (5)$$

en donde C_{is} indica la capacidad de entrada $C_{gd} + C_{gs}$ del transistor. Para audiofrecuencias

$$g_m^2 \gg \omega^2 (C_s + C_{is}) \gg 1/R_p^2,$$

de modo que la ecuación (5) puede simplificarse a

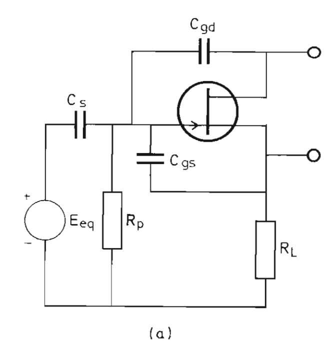
$$\Delta\overline{|E_{eq}|^2} = (\Delta\overline{|I_p|^2} + \Delta\overline{|I_n|^2})/\omega^2 C_s^2 + \\ + (\Delta\overline{|E_n|^2} + \Delta\overline{|I_L|^2}/g_m^2)\,(1 + C_{is}/C_s)^2. \quad (6)$$

En apreciaciones subjetivas de ruido es habitual expresar el ancho de banda Δf en las ecuaciones (1) a (4) igual a

$$\Delta f = \tfrac{1}{2} f \sqrt{2},$$

en donde

$$\overline{|E_{eq}|^2} = \int_{\frac{1}{2}f\sqrt{2}}^{f\sqrt{2}} (\Delta\overline{|E_{eq}|^2}/\Delta f)\,\mathrm{d}f,$$



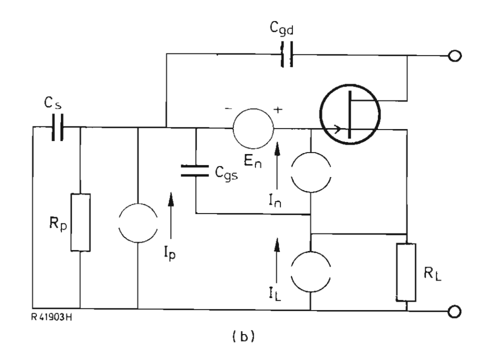


Figura 3. a) Circuito equivalente de la red representada en la figura 2. b) Circuito equivalente ampliado con indicación de los generadores de corriente y de tensión responsables de la aportación de ruido de la red.

y de la ecuación (6) y las ecuaciones (1) a (4)

$$\overline{|E_{eq}|^2} = \frac{2\times 10^{-2}}{fC_s^2}\left(\frac{4\,kT}{R_p}+2qI_G\right)+$$

$$\left(1+\frac{C_{is}}{C_s}\right)^2\left(\frac{2\,kTf\sqrt{2}}{2g_m/3+R_L g_m^2}+A\log_e\frac{5}{3}\right). \qquad (7)$$

Con los valores:

$$C_s = 33\text{ pF} \quad R_p = 250\text{ M}\Omega \quad g_m \approx 1\text{ mA/V}$$
$$C_{is} < 5\text{ pF} \quad R_L = 3\text{ k}\Omega \quad A = 10^{-13}\text{ V}^2$$

a partir de la ecuación (7) se puede calcular con la corriente de puerta máxima I_G de 0,5 nA:

$$\overline{|E_{eq}|^2} = 4{,}6\times 10^{-9}/f + 0{,}7\times 10^{-13} + 1{,}6\times 10^{-17}f,$$

y con la corriente de puerta típica I_G de 0,1 nA:

$$\overline{|E_{eq}|^2} = 2{,}0\times 10^{-9}/f + 0{,}7\times 10^{-13} + 1{,}6\times 10^{-17}f.$$

En la figura 4 estos valores de $\overline{|E_{eq}|^2}$ han sido representados en función de f.

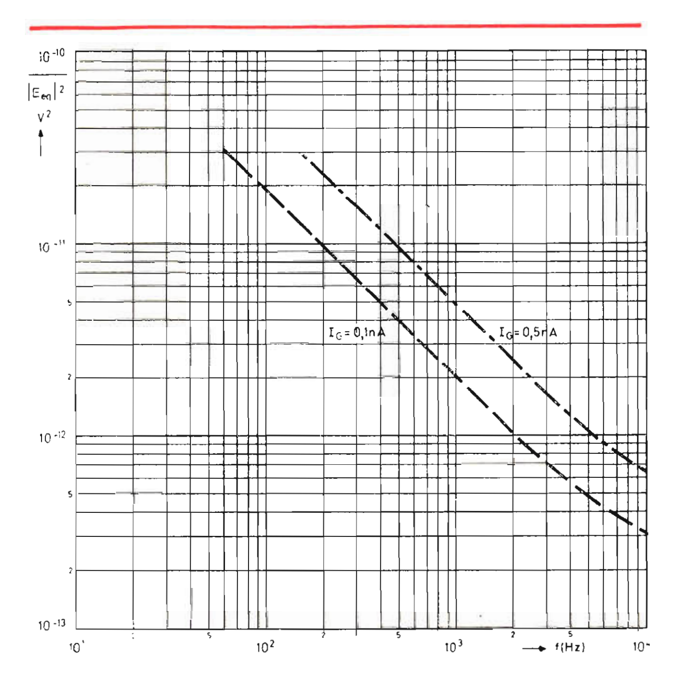


Figura 4. Representación gráfica de la ecuación $E_{eq}{}^2$ para dos valores de la corriente de puerta I_G.

CONSIDERACIONES ACUSTICAS

Para referir la tensión E_{eq} a un ruido equivalente hay que tener en cuenta la sensibilidad de dos transductores: el micrófono y el oído humano. Como ya se ha dicho, la sensibilidad del micrófono puede hacerse 1 mV/μbar.

La sensibilidad del oído humano para ruido con un ancho de banda Δf centrado en torno a una frecuencia dada f (donde $\Delta f = 1/2f\sqrt{2}$) viene indicada por los contornos de sonoridad de la figura 5. A lo largo del eje de ordenadas, los niveles de presión de sonido p_{re1} se expresan en decibelios con relación a una presión p_{odB} de 2×10^{-4} μbar; a lo largo del eje de abscisas se representa la frecuencia en una escala dividida en octavas. La familia de curvas numeradas muestra como la apreciación subjetiva de la sonoridad del ruido varía en función de la frecuencia (como referencia se toma una nota de 1 kHz).

La unidad de medida para el aumento subjetivo de ruido acústico que separa las curvas es el fonio. Así, a 1 kHz el incremento de sonoridad de 1 fonio corresponde exactamente a un aumento de presión sonora de 1 dB. Por debajo de esta frecuencia de 1 fonio corresponde a menos de 1 dB y por encima a más de 1 dB, como muestran las curvas.

En el margen de frecuencia que abarca el gráfico, los ruidos de nivel de presión igual parecen más intensos a medida que su frecuencia aumenta; además, como indica la forma y separación de las curvas, el efecto es más acusado en las frecuencias y niveles de sonoridad bajos que en los altos.

Para hallar lo que la tensión de ruido E_{eq} representa en términos de ruido acústico superpuesto en la salida del micrófono, la relación entre E_{eq} y la sensibilidad S del micrófono puede expresarse en forma de presión de sonido equivalente p_{eq}: así

$$p_{eq} = E_{eq}/S. \qquad (8)$$

La relación (expresada en decibelios) de p_{eq} con la presión de referencia de 0 dB ($p_{odB} = 2\times 10^{-4}$ μbar) indica entonces el nivel de presión de sonido que corresponde a la tensión de ruido E_{eq}:

$$p_{rel} = 20\log(p_{eq}/p_{0dB}) = 20\log(E_{eq}/Sp_{0dB}). \qquad (9)$$

Si se calcula para varias frecuencias en todo el margen de audio, puede obtenerse una curva que, superponiendo los contornos de sonoridad de la figura 5, indica la contribución de ruido aparente para cualquier frecuencia. La curva trazada con líneas y puntos en la figura 5 señala el resultado para E_{eq} calculado sobre la base del máximo valor de I_G (0,5 nA) y la línea de trazos para el valor típico (0,1 nA).

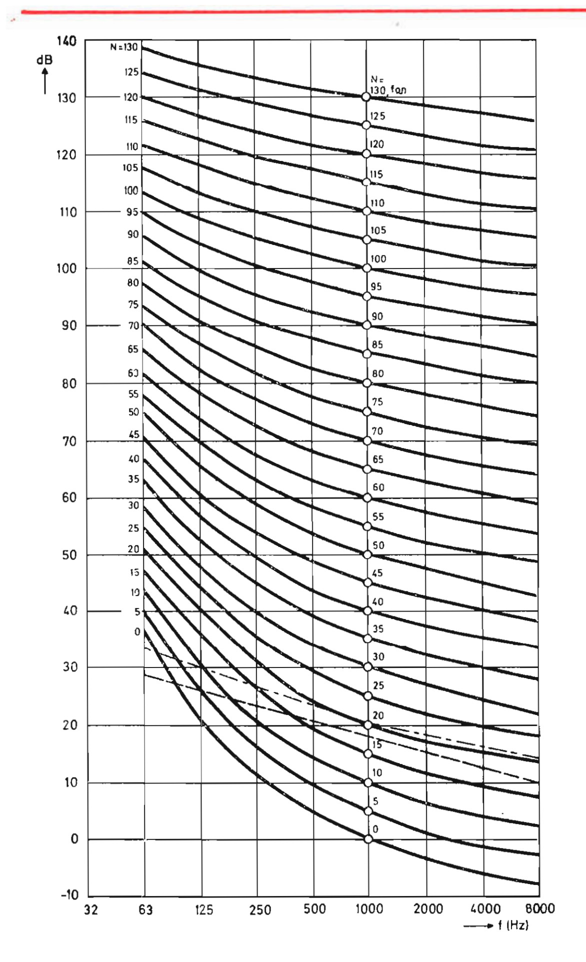


Figura 5. Contornos de sonoridad que muestran la variación de la sensación subjetiva en función de la frecuencia. El eje de ordenadas representa el nivel de presión de sonido expresado en decibelios con relación a 2×10^{-4} μbar. Las curvas son contornos de sonoridad relativa aparente igual para un tono de 1 kHz y los niveles de presión de sonido indicados por los números junto a las curvas.

Las dos curvas superpuestas a los contornos de sonoridad de la figura 5 representan niveles de presión de sonido; su significado en términos de ruido aparente puede deducirse de las curvas que cruzan. Para 4 kHz, por ejemplo, la línea con trazos y punto indica un nivel de presión de sonido p_{re1} de unos 16 dB, y a esta frecuencia dicho nivel corresponde a una intensidad sonora de unos 20 fonios. Por tanto, si I_G tiene el máximo valor (0,5 nA), la contribución de ruido de la red de adaptación para 4 kHz es de 21 fonios; de modo similar, si I_G es sólo de 0,1 nA (curva con línea de trazos) el nivel de presión de sonido para 4 kHz es de unos 13 dB y la contribución de ruido de la red de adaptación es de 18 fonios.

Para frecuencias inferiores, aunque aumente el nivel de presión sonora equivalente de la tensión de ruido, aumenta menos rápidamente que los contornos de sonoridad; de ahí que disminuya la contribución de ruido de la red de adaptación. Así, para 250 Hz el nivel de presión sonora indicado por la curva en línea de trazos es de unos 23 dB, lo cual corresponde a una contribución de ruido de unos 13 fonios solamente.

Las dos curvas muestran que la contribución de ruido de la red de adaptación puede despreciarse en todo el margen de frecuencia de interés, lo cual puede apreciarse en la tabla. Esta indica los valores medios de los niveles de ruido ambiente que se encuentran en los espacios indicados.

De estas consideraciones se deduce que el transistor de efecto de campo BFW11 conectado como seguidor de surtidor puede satisfacer fácilmente las exigencias más estrictas que pueden ser impuestas a una red de adaptación de impedancias para un micrófono de condensador. Sin embargo, no sucede lo mismo si se conecta en un montaje de surtidor común. En este caso el ruido debido a la resistencia de carga R_L aumenta por la corriente de ruido I_{ef} del seguidor que se ha de excitar, lo cual da por resultado un incremento en E_{eq} igual a

$$\Delta |\overline{E_{eq}}|^2 \approx |\overline{I_{ef}}|^2 / g_m^2 .$$

Esto puede dar por resultado una contribución tan grande como la tensión de ruido térmico E_n del transistor de efecto de campo.

TABLA

Niveles de ruido medio en distintos espacios cerrados

estudio de radiodifusión	15 fonios
sala de concierto, teatro (500 plazas)	20 fonios
aula, sala de música, estudio de televisión, sala de conferencias (50 plazas), dormitorio	25 fonios
sala de conferencias (20 plazas), cine, hospital, iglesia, sala de consejo, biblioteca, sala de estar	30 fonios
despacho	40 fonios
restaurante	45 fonios
gimnasio	50 fonios
despacho (con máquinas de escribir)	50 fonios



F. ESTRADA

TV EN COLOR PRACTICA
Editorial Janzer. Barcelona, 1972
Un volumen de 200 páginas (16 x 22 cm)
Segunda edición.

Interesante manual en el que se estudian los fundamentos de la televisión en color y se describen los circuitos de las distintas etapas del televisor, con ayuda de abundantes esquemas y figuras.

El estilo sencillo de la exposición, en la que se prescinde de cálculos y fórmulas matemáticas complicadas, hace de esta obra un buen compendio de la técnica de la televisión en color, para cuya lectura no se requieren profundos conocimientos matemáticos.

Obra de interés tanto para aficionados como para técnicos proyectistas y reparadores.

Copiamos a continuación el título de los capítulos para dar una idea más concreta del contenido del libro:



Ch. CARINGELLA

EQUIPOS TRANSISTORIZADOS PARA EL RADIOAFICIONADO
Editorial Marcombo. Barcelona, 1972
Un volumen de 150 páginas (13 x 21 cm)

Obra destinada a los radioaficionados en la que se presenta una relación completa de proyectos para la construcción de equipos transistorizados, desde los más sencillos, adecuados para principiantes, hasta los más complicados, que exigen ciertos conocimientos y experiencia previos.

La mayor parte de los proyectos descritos están diseñados para ser montados sobre placa de circuito impreso; la obra contiene las plantillas en papel transparente y los croquis de transparencia figurada para la adecuada colocación de los componentes sobre las placas, con lo cual se facilita la construcción de los equipos descritos y se evita la posibilidad de confusiones y errores en el momento del montaje.



F. ESTRADA

REPARACION DE RADIO-TRANSISTORES
Editorial Janzer. Barcelona, 1972
Un volumen de 147 páginas (15 x 22 cm)
Tercera edición.

La gran cantidad y variedad de radiotransistores exige del técnico reparador un constante esfuerzo por estar al día sobre las últimas novedades que se producen en este campo. La técnica de los receptores transistorizados es sencilla, pero conviene tener nociones claras acerca de su funcionamiento. El libro que comentamos estudia el comportamiento de cada etapa en un receptor de radio con transistores y proporciona una amplia información –recopilada a partir de diversas publicaciones técnicas internacionales– que resultará muy útil para el reparador práctico. Describe con detalle los procedimientos a seguir para medir las características y comprobar el funcionamiento de las distintas etapas y de los distintos componentes. Asimismo analiza los problemas que presenta la sustitución de componentes defectuosos, en especial la de los transistores, y la forma de llevarlos a cabo.

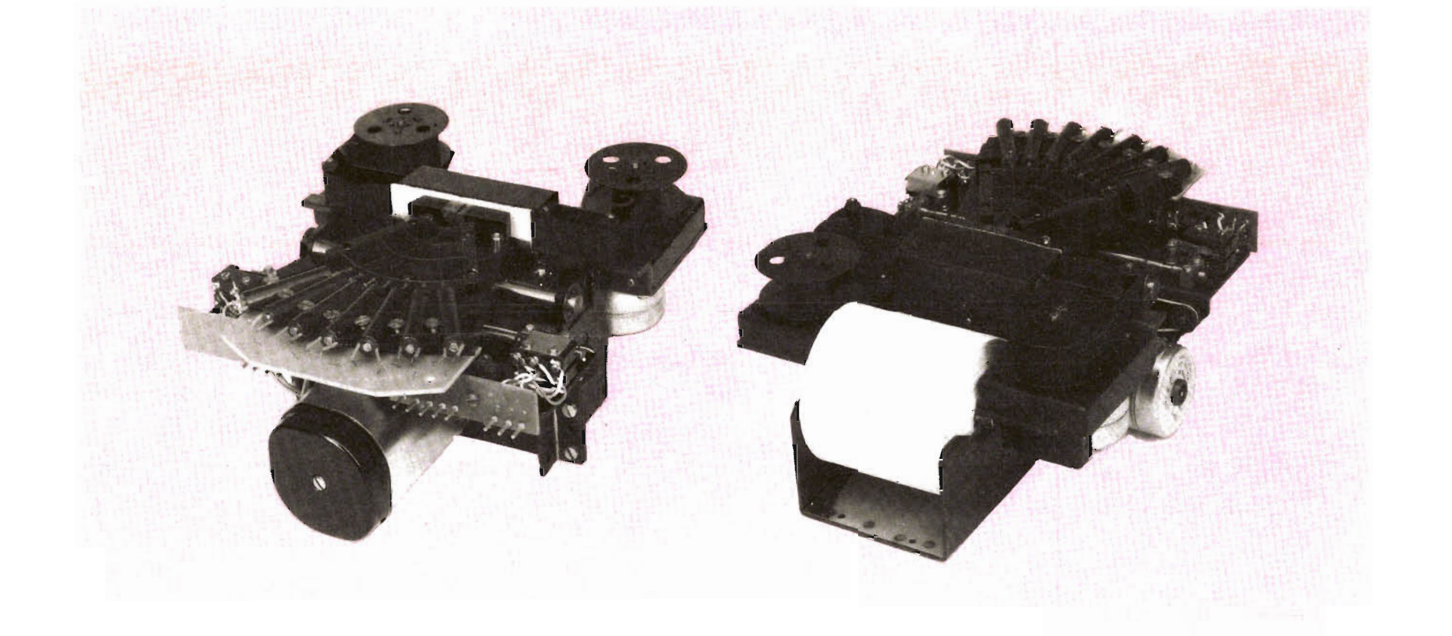
1. Colorimetría. 2. El tubo de imagen. 3. Bases de la televisión en color. 4. Señales I y Q y sobreimpulso. 5. El emisor sistema NTSC. 6. Receptor sistema NTSC (sintonizador). 7. Receptor sistema NTSC (amplificador de FI-sonido y amplificación vídeo). 8. Sección de crominancia. 9. Sección sincronismo color. 10. Sección de matrización. 11. Análisis de cuatro barras color. 12. Modulación excesiva. 13. Salida de vídeo. 14. Receptor sistema PAL. 15. Receptor sistema PAL (continuación). 16. Sistema SECAM.

Los equipos descritos se clasifican en cinco capítulos:

1. Conversores
2. Transmisores
3. Fuentes de alimentación
4. Equipo de prueba
5. Accesorios.

En cada equipo estudiado, después de una descripción general, se analiza el circuito, se dan normas para su construcción y se describe su funcionamiento. Una gran cantidad de ilustraciones, esquemas, fotografías, etc., ayuda a la fácil comprensión para el montaje y puesta en marcha de los distintos equipos.

La profusión de dibujos, cuadros, esquemas y gráficos hace que esta obra sea de fácil lectura y rápida comprensión. En definitiva, es un buen instrumento de trabajo tanto para el aficionado como para el técnico interesado en la reparación y en la construcción de receptores de radio con transistores. Esta tercera edición da idea del interés y popularidad alcanzada por esta obra.



Unidades impresoras

Tipos

60SR (anterior MPR1) — Con impresión en papel de 60 mm de anchura y por cinta entintada como la de máquina de escribir.

60SA (anterior MPA1) — Con impresión en papel copiativo de 60 mm de ancho sin cinta entintada.

Características generales

Velocidad impresión	50 caracteres/segundo
Número de caracteres	máx. 20 por línea
Temperatura trabajo	de 0° C a 55° C
Temperatura almacenamiento.	—25° C a 55° C

Alimentación:

lógica	+ 24 V ± 5 %
solenoide de las agujas	+ 24 V + 10 %
motor	2 V c.a. 50 Hz

MODULOS DE MANDO DE LAS UNIDADES IMPRESORAS

CM20 — Módulo de 20 caracteres: para impresión de los números del 0 al 9 y 10 símbolos.

Características

Tensión de alimentación	V_{p1} = 4,75 a 5,25 V
Corriente	I_{p1} = 200 mA
Consumo de potencia	P_{av} = 21 W

V_{p2} = 21,6 a 26,4 V (sólo para excitación de solenoides)

CM64 — Módulo de 64 caracteres que comprende dos circuitos:
CC64 Circuito de 64 caracteres montado en placa de c.i.
AC64 Circuito amplificador montado en placa de c.i.

Características del CC64

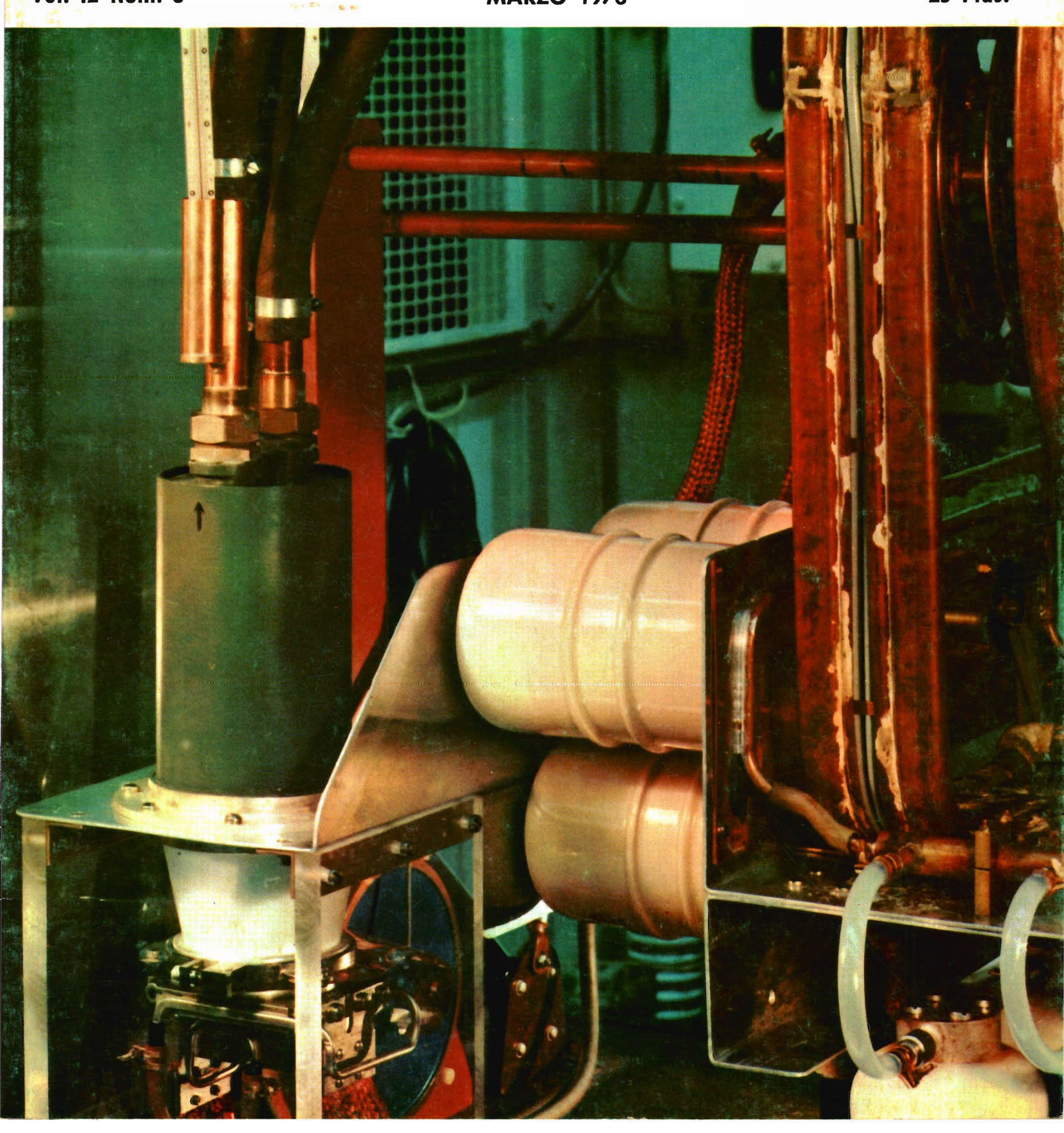
Tensión de alimentación	V_{p1} = 4,75 a 5,25 V
	I_{p1} = 90 mA a V_{p1} = 5 V
	V_{p2} = 12 a 15 V
	I_{p2} = 30 mA a V_{p2} = 14 V
	V_{p3} = —12 V a —14 V
	I_{p3} = 0,5 mA a V_{p3} = —14 V
Potencia	P_{av} = 1 W

Características del AC64

Tensión de alimentación	V_{p1} = 4,75 V a 5,25 V
	I_p = 180 mA a V_p = 5 V
	V_{p4} = 21,6 a 26,4 V
	I_{p4} = máx. 6 A
Potencia	P_{av} = 20 W

REVISTA Miniwatt

Vol. 12-Núm. 3 MARZO 1973 25 Ptas.



DATA HANDBOOK SYSTEM

Colección de manuales en los que se publican datos y características completas de válvulas y tubos electrónicos, semiconductores y circuitos integrados, y componentes y materiales (texto en inglés). A continuación se indica el contenido de cada uno de estos volúmenes.

Precio de cada volumen: 250 Ptas.

ELECTRON TUBES

Part 1
Transmitting tubes (Tetrodes, Pentodes)

Part 2
Tubes for microwave equipment

Part 3
Special Quality tubes

Part 4
Receiving tubes

Part 5
Cathode-ray tubes
Photo tubes
Camera tubes

Part 6
Photomultipliers tubes
Channel electron multipliers
Scintillators
Photoscintillators
Radiation counter tubes
Semiconductor radiation detectors
Neutron generator tubes
Photo diodes

Part 7
Voltage stabilizing and reference tubes
Counter, selector, and indicator tubes
Trigger tubes
Switching diodes
Thyratrons
Ignitrons
Industrial rectifying tubes
High-voltage rectifying tubes

Part 8
T. V. Picture tubes

Part 9
Transmitting tubes (Triodes)
Tubes for R. F. heating (Triodes)

SEMICONDUCTORS AND INTEGRATED CIRCUITS

Part 1 Diodes and Thyristors
General
Signal diodes
Variable capacitance diodes
Voltage regulator diodes
Rectifier diodes
Thyristors, diacs, triacs
Rectifier stacks
Heatsinks

Part 2 Low frequency; Deflection
General
Low frequency transistors (low power)
Low frequency power transistors
Deflection transistors

Part 3 High frequency; Switching
General
High frequency transistors
Switching transistors

Part 4 Special types
General
Transmitting transistors
Microwave devices
Field effect transistors
Dual transistors
Microminiature devices for thick- and thin- film circuits
Photoconductive devices
Photodiodes
Phototransistors
Light emitting diodes
Infra-red sensitive devices

Part 5 Linear Integrated Circuits
General

Part 6 Digital integrated circuits
General

DTL	(FC family)	TTL (GJ family)
DTL/HNIL	(FZ family)	CML (GH family)
TTL	(FJ family)	MOS (FD family)

COMPONENTS AND MATERIALS

Part 1 Circuit Blocks, Input/Output Devices, Electro-mechanical Components, Peripheral Devices
Circuit blocks 40-Series
Counter modules 50-Series
Norbits 60-Series, 61-Series
Circuit blocks 90-Series
Input/output devices
Electro-mechanical components
Peripheral devices

Part 2 Resistors, Capacitors
Fixed resistors
Variable resistors
Non-linear resistors
Ceramic capacitors
Paper capacitors and film capacitors
Electrolytic capacitors
Variable capacitors

Part 3 Radio, Audio, Television
FM tuners
Coil assemblies
Piezoelectric ceramic resonators and filters
Loudspeakers
Audio and mains transformers
Television tuners, aerial input assemblies
Components for black and white television
Components for colour television
Deflection assemblies for camera tubes

Part 4 Magnetic Materials, Piezoelectric Ceramics
Ferrites for radio, audio and television
Small coils, assemblies and assembling parts
Ferroxcube potcores and square cores
Ferroxcube transformers cores
Piezoxide
Permanent magnet materials

Part 5 Memory Products, Magnetic Heads, Quartz Crystals, Microwave Devices, Variable Transformers
Ferrite memory cores
Matrix planes, matrix stacks
Complete memories
Magnetic heads
Quartz crystal units, crystal filters
Isolators, circulators
Variable mains transformers

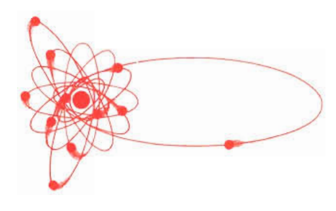
Part 6 Electric Motors and Accessories Timing and Control Devices
Stepper motors
Small synchronous motors
Asynchronous motors
Small d.c. motors
Tachogenerators and servomotors
Indicators for built-in test equipment

Part 7 Circuit Blocks
Circuit blocks 100kHz Series
Circuit blocks 1-Series
Circuit blocks 10-Series
Circuit blocks for ferrite core memory drive

NOTA IMPORTANTE: Estos manuales se hallan a la venta en buenas librerías técnicas.

REVISTA "Miniwatt"

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
MARIA ROSA BORRÁS

Compaginación:
MAURICIO RAMOS LÓPEZ

Suscripciones:
CARMEN GARCÍA MARTÍNEZ

Publicada por:

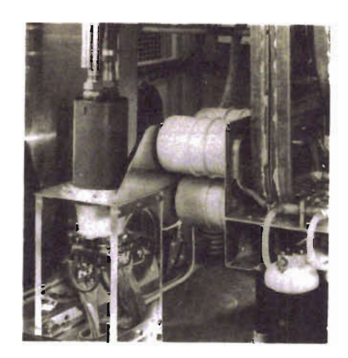
COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCIÓN ANUAL
(11 números) 200 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 25 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona



El triodo YD 1212 para calentamiento industrial de alta frecuencia montado en un aparato de 240 kw, con termómetro para medir la temperaturà del agua de refrigeración del ánodo.

ÍNDICE

VOLUMEN 12 - Número 3 **MARZO 1973**

SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES (UNIDADES S.I.)

MAGNITUDES	UNIDADES	SIMBOLOS	
UNIDADES FUNDAMENTALES			
Longitud	metro	m	
Masa	kilogramo	kg	
Tiempo	segundo	s	
Temperatura termodinámica	grado Kelvin	°K	
Intensidad de corriente eléctrica	amperio	A	
Intensidad luminosa	candela	cd	
Cantidad de materia	mol	mol	
UNIDADES SUPLEMENTARIAS			
Angulo plano	radián (radiante)	rad	
Angulo sólido	estereorradián (estereorradiante)	sr	
UNIDADES DERIVADAS			
Superficie	metro cuadrado		m^2
Volumen	metro cúbico		m^3
Frecuencia	hertzio (hertz)	Hz	s^{-1}
Densidad	kilogramo por metro cúbico		kg/m^3
Velocidad	metro por segundo		m/s
Velocidad angular	radián por segundo		rad/s
Aceleración	metro por segundo, por segundo		m/s^2
Aceleración angular	radián por segundo, por segundo		rad/s^2
Fuerza	newton	N	$kg \cdot m/s^2$
Presión	pascal	Pa	N/m^2
Viscosidad cinemática	metro cuadrado por segundo		m^2/s
Viscosidad dinámica	pascal por segundo	Pa.s	$N \cdot s/m^2$
Trabajo, energía, cantidad de calor	julio	J	N·m
Potencia	vatio	W	J/s
Cantidad de electricidad	culombio	C	A·s
Tensión eléctrica, diferencia de potencial, fuerza electromotriz	voltio	V	W/A
Intensidad de campo eléctrico	voltio por metro		V/m
Resistencia eléctrica	ohmio	Ω	V/A
Conductancia	siemens	S	A/V
Capacidad eléctrica	faradio	F	A·s/V
Flujo magnético	weber	Wb	V·s
Inductancia	henrio	H	V·s/A
Inducción magnética	tesla	T	Wb/m^2
Intensidad de campo magnético	amperio por metro		A/m
Fuerza magnetomotriz	amperio	A	
Flujo luminoso	lumen	lm	cd·sr
Luminancia	candela por metro cuadrado		cd/m^2
Iluminación	lux	lx	lm/m^2

MULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
tera	T	10^{12}
giga	G	10^{9}
mega	M	10^{6}
kilo	k	10^{3}
hecto	h	10^{2}
deca	da	10

SUBMULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
deci	d	10^{-1}
centi	c	10^{-2}
mili	m	10^{-3}
micro	μ	10^{-6}
nano	n	10^{-9}
pico	p	10^{-12}
femto	f	10^{-15}
atto	a	10^{-18}

TIRISTORES

METODOS DE DESCEBADO

El conocimiento de los mecanismos de descebado de los tiristores y de las distintas causas que pueden conducir al mismo es imprescindible para poder proyectar circuitos con tiristores y obtener el máximo rendimiento y las mejores condiciones de trabajo. En este artículo se describe con detalle el descebado de los tiristores, los problemas que esto plantea y la forma de resolverlos satisfactoriamente, todo ello con ejemplos prácticos.

1. INTRODUCCION

Un tiristor se descebará en cualesquiera de las dos circunstancias siguientes: si la corriente de conducción disminuye por debajo del valor de mantenimiento (fenómeno denominado algunas veces "cebado natural") o si se invierte la tensión ánodo-cátodo. Sin embargo es importante recordar que el tiristor se cebará de nuevo si la tensión directa se vuelve a aplicar antes de que haya transcurrido un período de tiempo mínimo; esto se debe a que los portadores de carga que se encuentran en el tiristor en el momento del descebado necesitan un tiempo finito para recombinarse y desaparecer.

Para conseguir la inversión de la tensión ánodo-cátodo, o conmutación, existen dos métodos principales: conmutación natural y conmutación forzada (que pueden efectuarse por la red o por medio de circuitos especiales).

2. TIEMPO DE DESCEBADO Y DE RECUPERACION INVERSA

El tiempo de descebado es el período comprendido entre el momento en el que la corriente directa se invierte y el primer instante en el que el tiristor puede bloquear la tensión directa nuevamente aplicada (t_3 a t_7 en la fig. 1). El tiempo de recuperación inversa es el período durante el cual circula una corriente inversa de recuperación (t_3 a t_6 en la fig. 1); es el período entre el momento en el que cesa la corriente directa y el primer momento en el que la corriente de recuperación inversa ha caído al 10 % de su valor de pico.

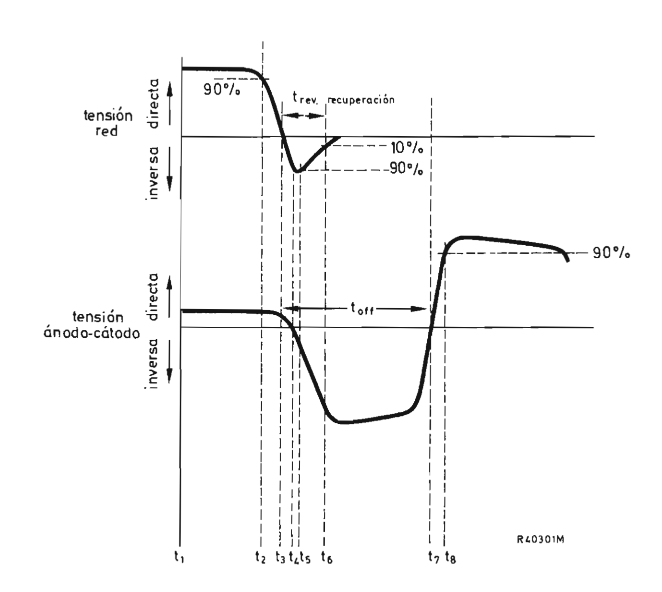


Figura 1. Formas de onda y tiempos de descebado

2.1 Tiempo de descebado

Si se aplica la tensión directa a un tiristor demasiado pronto después de que ha dejado de circular la corriente, el tiristor se cebará. La razón de ello puede deducirse fácilmente del mecanismo de funcionamiento del tiristor.

El tiempo de descebado (t_3 a t_7 en la fig. 1) no es constante y aumenta con:

(a) el aumento de la temperatura de la unión
(b) el aumento de la amplitud de la corriente directa (t_1 a t_2)
(c) el aumento de la velocidad de reducción de la corriente directa (t_2 a t_4)
(d) la disminución del pico de la corriente inversa (t_4)
(e) la disminución de la tensión inversa (después de t_6)
(f) el aumento de la velocidad de subida de la tensión de bloqueo en directo (t_7 a t_8)
(g) el aumento de la tensión directa de bloqueo
(h) el aumento de la impedancia externa de puerta
(i) el aumento en la polarización positiva de puerta.

Así, pues, el tiempo de descebado se especifica para unas condiciones de trabajo definidas. El tiempo de descebado del circuito es el tiempo de descebado que el circuito presenta al tiristor; por supuesto, debe ser mayor que el tiempo de descebado del tiristor.

2.2 Recuperación inversa

El tiempo de recuperación inversa, en tiristores típicos, es del orden de unos microsegundos. Este tiempo aumenta al crecer la corriente directa y también aumenta cuando disminuye la velocidad de caída de la corriente directa.

La corriente de recuperación inversa puede provocar elevados valores de corriente de cebado en circuitos rectificadores de onda completa (en los que se utilizan tiristores como elementos rectificadores) y en ciertos circuitos inversores. Cuando cesa la corriente de recuperación inversa (lo cual puede suceder repentinamente), pueden producirse grandes transitorios de tensión e interferencias de radiofrecuencia. Debe también recordarse que, si varios tiristores están conectados en serie, la distribución de la tensión inversa puede verse seriamente afectada por diferencias en los tiempos de recuperación inversa.

3. CONMUTACION NATURAL

La corriente a través del tiristor puede ser interrumpida por medio de un interruptor (en serie, o en paralelo con el tiristor). El interruptor debe actuar como mínimo durante un tiempo igual al de descebado del elemento y se ha de tener en cuenta que la apertura de un interruptor en paralelo y el cierre de un interruptor en serie imponen elevados dV/dt al tiristor. Conmutación natural es la denominación que recibe este tipo de descebado.

En la práctica, es raro que un interruptor mecánico sea adecuado para este tipo de conmutación; así, pues, se ha ideado una gran variedad de circuitos de conmutación estáticos.

4. CONMUTACION FORZADA

Si, como ocurre habitualmente, la conmutación natural es inadecuada para una aplicación concreta, debe utilizarse la conmutación forzada. En la conmutación forzada la corriente se ve obligada a circular a través del tiristor en sentido inverso. La ventaja de la conmutación forzada estriba en una reducción del tiempo de descebado, por lo cual resulta en general preferible a la conmutación natural.

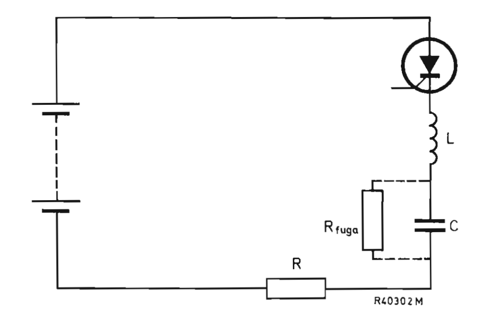


Figura 2. Autoconmutación con circuito LC en serie con el tiristor

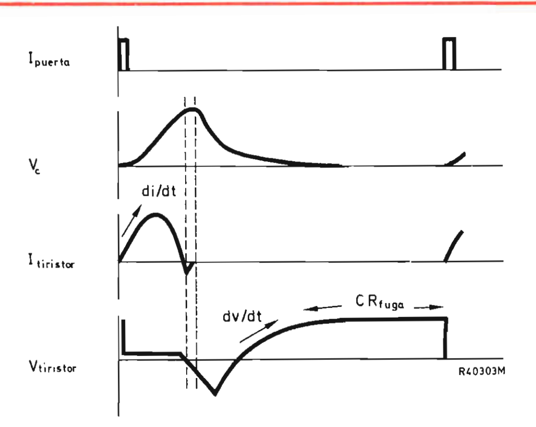


Figura 3. Formas de onda en la autoconmutación con LC en serie (fig. 2)

La conmutación forzada puede ser dividida en dos tipos distintos: autoconmutación y conmutación por medios exteriores.

4.1 Conmutación forzada por autoconmutación

En los circuitos de autoconmutación, el tiristor se descebará automáticamente una vez transcurrido un tiempo predeterminado después de la aplicación del impulso de disparo. El período de conducción del tiristor está determinado por una propiedad del circuito de conmutación, tal como el ciclo de resonancia de un circuito *LC*, o la capacidad de voltios por segundo de un reactor de núcleo saturable. La energía necesaria para la conmutación la proporciona un condensador incluido en el circuito de conmutación.

Circuito LC en serie con el tiristor

Al dispararse el tiristor, la corriente resultante excita el circuito resonante. Después de un semiciclo de resonancia, el circuito *LC* empieza a invertir la corriente de ánodo y desceba el tiristor. Por tanto, el intervalo de conducción del tiristor es igual a la mitad de un ciclo de resonancia. Es esencial, para una buena conmutación, que el circuito resonante tenga un amortiguamiento inferior al crítico. La figura 2 muestra el esquema del circuito y la figura 3 representa las principales formas de onda.

Circuito LC en paralelo con el tiristor

Inicialmente el condensador C se carga a la tensión de alimentación E. Al dispararse el tiristor, la corriente de carga I_R circula por R, pero al mismo tiempo se descarga C a través del tiristor en sentido directo. Cuando se ha descargado (es decir, después de un semiciclo de resonancia del circuito LC), empieza a cargarse en sentido opuesto y, cuando esta corriente de carga es mayor que la corriente directa del tiristor, éste se desceba.

En la figura 4 se representa el esquema del circuito, y en la figura 5 se muestran las formas de onda correspondientes.

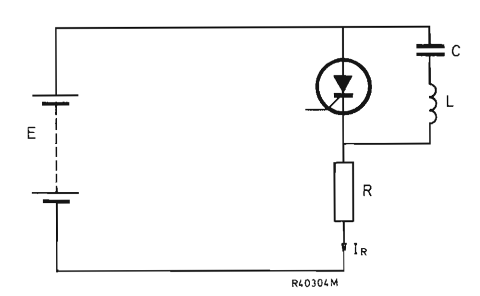


Figura 4. Circuito de autoconmutación con red LC en paralelo

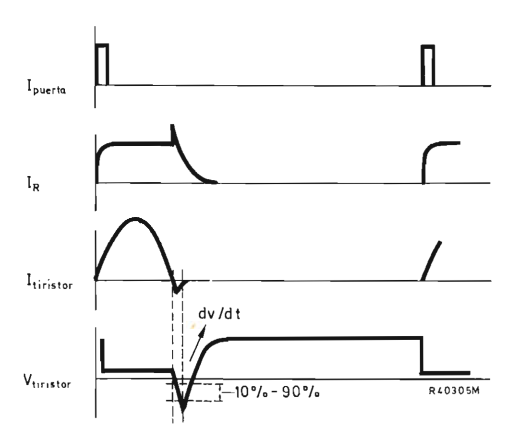


Figura 5. Formas de onda en la autoconmutación con LC en paralelo (fig. 4)

Condensador y reactor de núcleo saturable en paralelo con el tiristor

El circuito elegido (fig. 6) para explicar este tipo de autoconmutación es el conocido con el nombre de chopper de Morgan; no es el único montaje posible, pero es útil para explicar el método.

Inicialmente, el condensador C se carga a la tensión de la batería y el reactor se satura positivamente. Cuando se dispara el tiristor, la tensión en bornes del condensador se aplica a L_2, apartando al núcleo de la saturación positiva. Entre t_1 y t_2 (fig. 7), la corriente de la carga pasa por R_L y, por supuesto, el condensador se descarga. Cuando se llega a t_2, el núcleo pasa a saturación negativa y la inductancia de L_2 pasa de un valor elevado (no saturada) a un valor de saturación bajo. Debido al bajo valor de L_2, el condensador C sigue descargándose y luego se carga muy rápidamente con polaridad opuesta (entre t_2 y t_3); esta corriente de carga llega a un máximo y luego, cuando disminuye, la tensión en bornes de L_2 se invierte y el núcleo deja de estar saturado. La inductancia sube de nuevo a un valor alto y C continúa descargándose lentamente (t_3 a t_4). En el instante t_4 el núcleo se satura positivamente y el condensador hace circular corriente por el tiristor, en sentido inverso, a través de la baja inductancia de L_2; esta corriente inversa desceba el tiristor. El condensador C se carga entonces a la tensión de batería, y el circuito queda en espera del siguiente impulso de disparo.

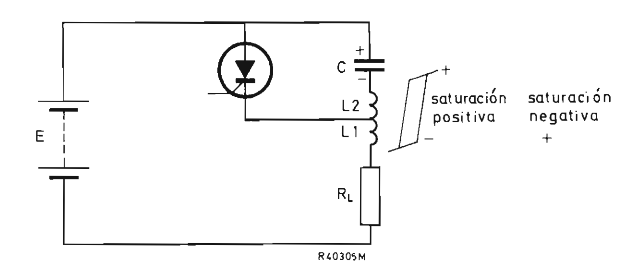


Figura 6. Circuito de autoconmutación que utiliza un condensador y un reactor saturable

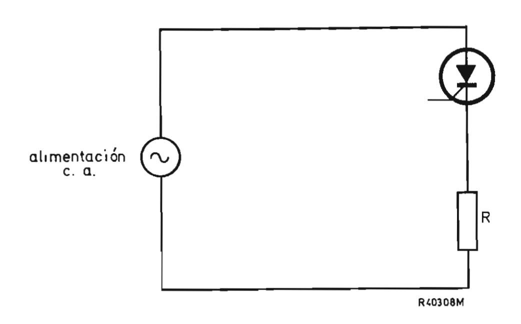


Figura 8. Conmutación por la red de c.a.

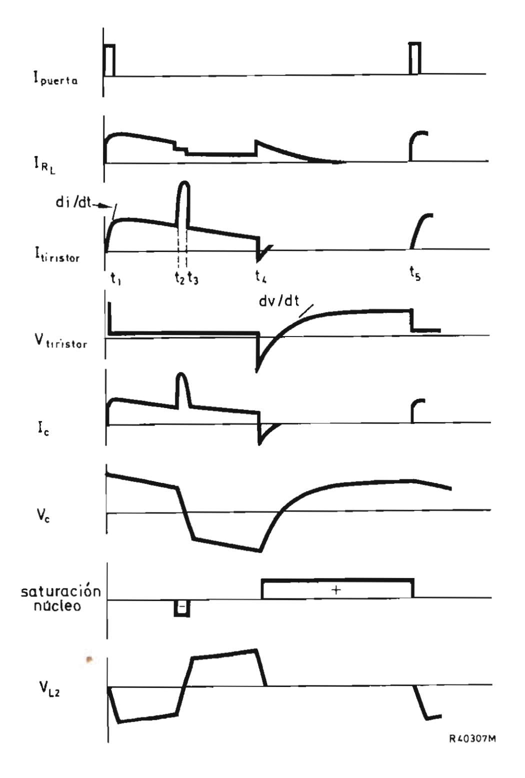


Figura 7. Formas de onda del circuito con condensador y reactor saturable (fig. 6)

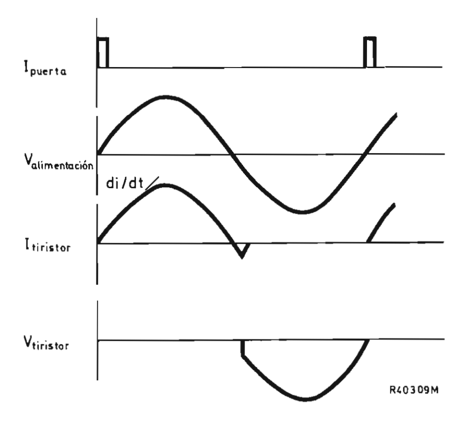


Figura 9. Formas de onda en la conmutación por la red de c.a. (fig. 8)

4.2 Conmutación forzada por medios exteriores

Conmutación por medio de la red de c.a.

Si la alimentación es una tensión alterna, el tiristor sólo puede conducir durante el semiciclo positivo.

La figura 8 representa el esquema del circuito, y la figura 9 las formas de onda.

Es importante asegurarse de que la duración de un semiciclo es mayor que el tiempo de descebado del tiristor.

Conmutación por medio de un segundo tiristor con carga

Si TH_2 conduce, el condensador C se cargará con la polaridad indicada en la figura 10. Al dispararse TH_1, C queda conectado entre los extremos de TH_2 a través de TH_1. La corriente de descarga de C se opone a la corriente de TH_2 y éste se desceba. La figura 11 muestra las formas de onda.

Conmutación por medio de un tiristor auxiliar

El circuito representado en la figura 10 puede ser utilizado para este fin si sólo uno de los tiristores proporciona la corriente de carga y el otro actúa simplemente como un tiristor auxiliar de descebado; el tiristor auxiliar tendría un resistor de ánodo de unas diez veces, por ejemplo, el valor del resistor de carga.

Otro circuito es el indicado en la figura 12. El tiristor TH_2 debe dispararse primero para cargar C con la polaridad indicada; cuando C está cargado, la corriente a través de TH_2 se reduce por debajo del valor de manteni-

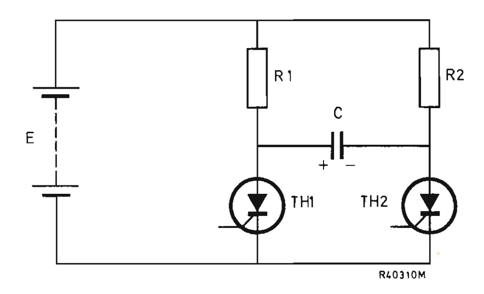


Figura 10. Conmutación por un segundo tiristor cargado

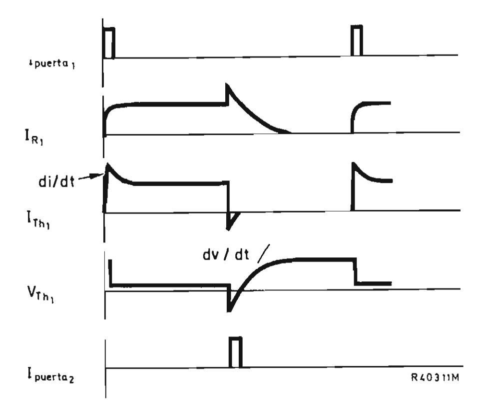


Figura 11. Formas de onda en la conmutación por un segundo tiristor cargado (fig. 10)

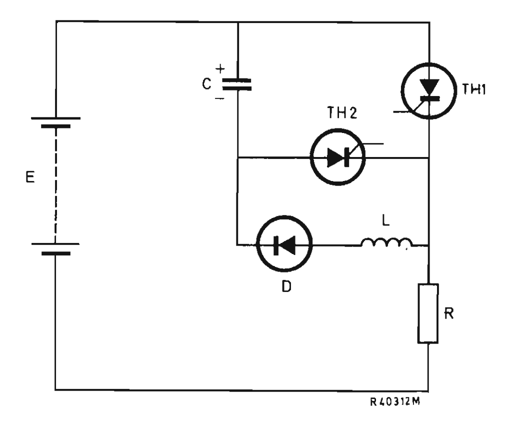


Figura 12. Conmutación por un tiristor auxiliar

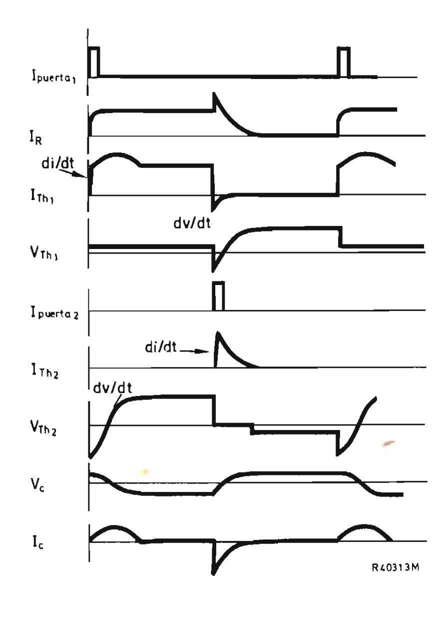


Figura 13. Formas de onda en la conmutación por un tiristor auxiliar (fig. 12)

miento y TH_2 se desceba. Al dispararse TH_1 circula corriente de carga por R y corriente de conmutación a través de L y D hacia C. La carga de C se invierte y C queda aislado por D hasta que se dispara TH_2 y C queda conectado entre extremos de TH_1, al que desceba. En la figura 13 se muestran las formas de onda.

Un circuito que tiene una gran capacidad para conmutar con seguridad es el chopper de Jones (fig. 14). Inicialmente el condensador C está descargado. Cuando se dispara TH_1, se induce corriente en L_2 por su fuerte acoplamiento con L_1 y C se carga con la polaridad indicada. Al dispararse TH_2, TH_1 queda polarizado en sentido inverso y se desceba; el condensador C queda entonces cargado con polaridad opuesta. Cuando se dispara de nuevo TH_1, C se descarga a través de L_2 y TH_1, de modo que su polaridad se invierte y queda preparado para el siguiente impulso de disparo. Con este circuito se obtienen mejores tiempos de descebado que con los anteriores; sin embargo, aparecen en bornes de los tiristores tensiones más elevadas. Las formas de onda se muestran en la figura 15.

Conmutación por medio de un generador de impulsos exterior

La figura 16 presenta un circuito adecuado para este tipo de conmutación. Es importante que el transformador esté diseñado de forma que no se sature en las condiciones que encontrará en este circuito; al mismo tiempo, como el secundario está en serie con la carga, debe ser capaz de dejar pasar la corriente de la carga con una caída de tensión pequeña comparada con la tensión de alimentación.

Al dispararse TH_1, la corriente pasa por el transformador de impulsos y la carga. Se necesita entonces un

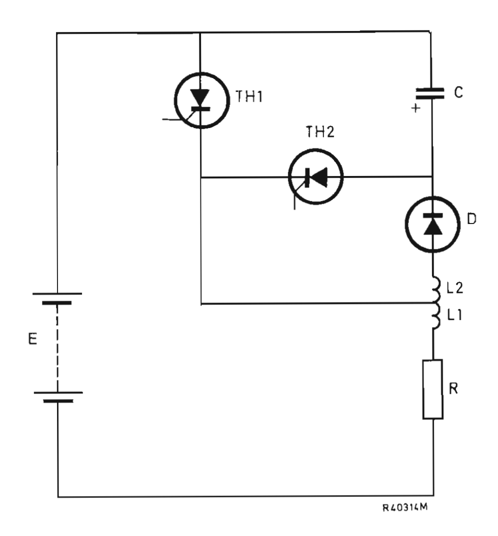


Figura 14. Chopper de Jones

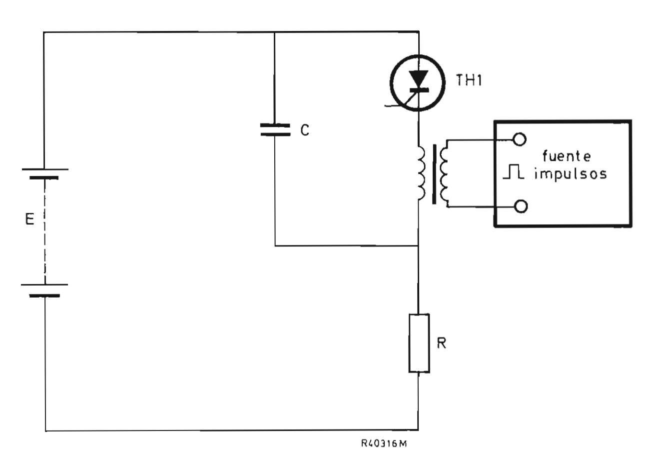


Figura 16. Conmutación por un generador de impulsos exterior

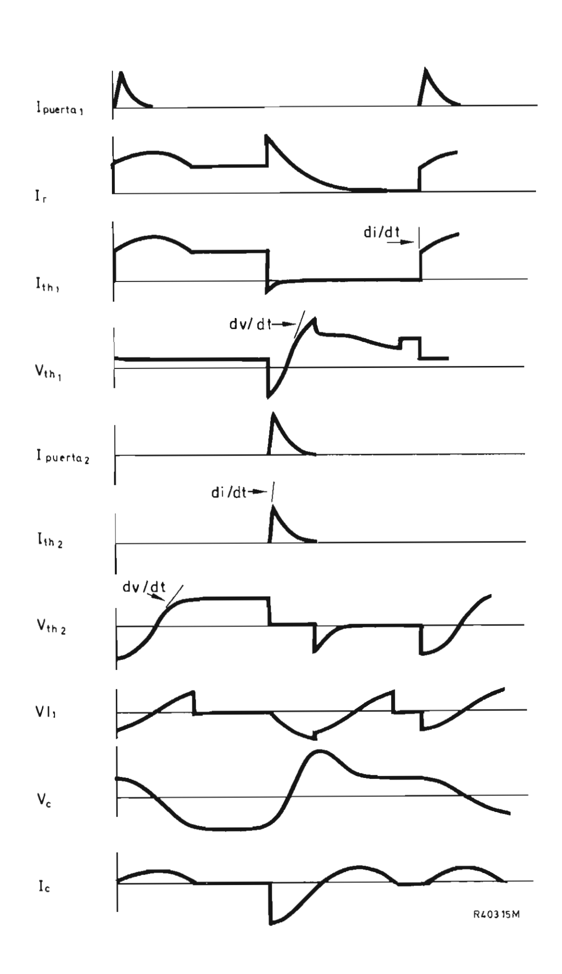


Figura 15. Formas de onda en el circuito chopper de Jones (fig. 14)

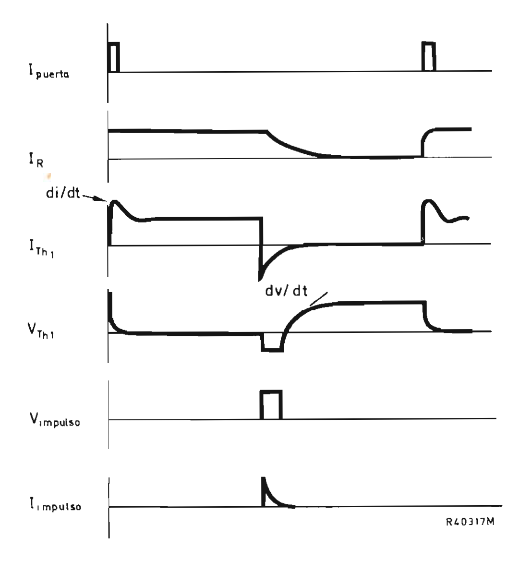


Figura 17. Formas de onda en el circuito de conmutación por impulsos exteriores (fig. 16)

impulso positivo en el cátodo del tiristor para descebarlo; ese impulso lo proporciona el generador de impulsos exterior a través del transformador de impulsos. El condensador *C* se carga sólo a un voltio aproximadamente cuando el tiristor está cebado y, para la duración del impulso de descebado, puede suponerse que presenta una impedancia nula. Así el impulso aplicado al cátodo invierte la tensión del tiristor durante el tiempo de descebado requerido y suministra la corriente inversa de recuperación. Las formas de onda se muestran en la figura 17.

Es posible prescindir del condensador *C* si se utiliza un transformador de núcleo saturable.

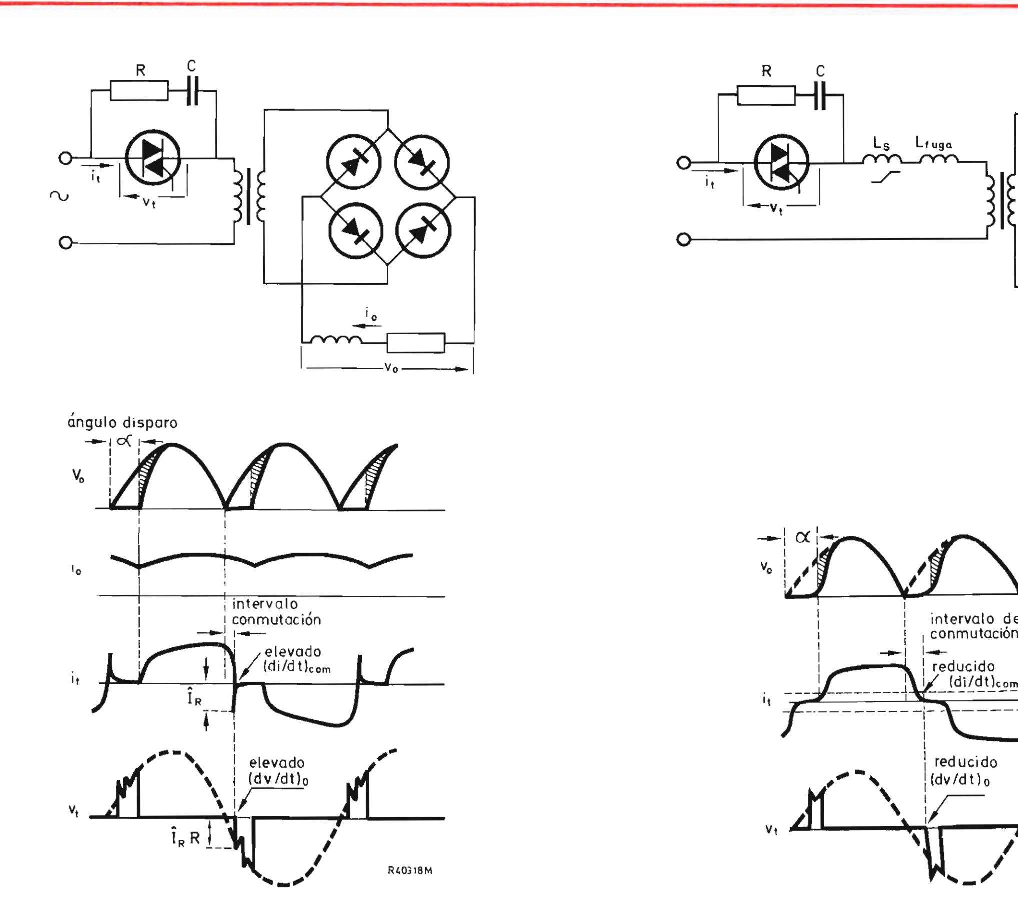


Figura 18. Control por triac de un transformador que alimenta un rectificador con carga inductiva

Figura 19. Inserción de un choque saturable para asegurar la conmutación

5. APLICACION DE LOS METODOS DE DESCEBADO

En la tabla se indican las aplicaciones en las que los diversos métodos de descebado del tiristor son los más adecuados.

Debe mencionarse que los triacs, debido a su capacidad dV/dt relativamente baja, no son generalmente adecuados para trabajar con los métodos de conmutación forzada. El método generalmente utilizado es la conmutación por medio de la red, en la cual la inversión de la tensión de alimentación desceba el triac. Se utilizan triacs con este tipo de conmutación en gran variedad de aplicaciones que incluyen el control de cargas inductivas, control de temperaturas, control de potencia monofásica y trifásica en lazo cerrado y conmutadores estáticos de corriente alterna.

Sin embargo, las cargas muy inductivas, especialmente las cargas inductivas en c.c., plantean graves problemas de postconducción dV/dt con los triacs; con estas cargas es necesario disponer alguna protección para garantizar una conmutación segura. La figura 18 representa un buen ejemplo del problema. Cuando la tensión continua de salida cae a cero, la inductancia de la carga hace pasar corriente a través de los diodos del rectificador; esto cortocircuita en realidad el secundario del transformador durante algún tiempo después del paso por cero de la tensión de la red y aplica una tensión inversa al triac (descebándolo). Debido a la inductancia de fugas del transformador, el triac no se desceba inmediatamente, sino que continúa conduciendo durante el intervalo de conmutación. Durante este intervalo se produce una elevada velocidad de caída de la corriente $(di/dt)_{com}$ porque la inductancia de fugas es pequeña y el cortocircuito del secundario carga mucho sobre el primario. El alto $(di/dt)_{com}$ provoca una fuerte velocidad de subida de la tensión $(dV/dt)_0$. Como la corriente disminuye rápidamente, el pico de corriente inversa de recuperación, $\hat{I}_R$, es muy alto; al descebarse, $\hat{I}_R$ se transfiere bruscamente a los elementos de supresión de transitorios C y R, de modo que la tensión en bornes del triac sube bruscamente a $\hat{I}_R R$ (C inicialmente descargado). Debido a los elevados valores tanto de $(di/dt)_{com}$ como de $(dV/dt)_0$, se

TABLA. Métodos de descebado

Método			*Sec.*	*Aplicaciones*	*Energía de conmutación proporcionada por*	*Período de conmutación determinado por*
conmutación natural			3	circuitos de alarma y conmutación; ciertos circuitos de lectura de información con corrientes pequeñas; ciertos moduladores de impulsos.		
conmutación forzada	autoconmutación	circuito LC en serie y en paralelo con el tiristor condensador y reactor de núcleo saturable en paralelo con el tiristor	4.1	inversores en serie; choppers; conmutadores estáticos de c.c.	condensador de conmutación	propiedades del circuito de conmutación
conmutación forzada	conmutación por medios externos	conmutación por la red de c.a.	4.2	rectificadores controlables; convertidores de c.a. controlables; convertidores de frecuencia; conmutadores estáticos de c.a.	red de alimentación de c.a.	frecuencia de alimentación
conmutación forzada	conmutación por medios externos	conmutación por un segundo tiristor con carga	4.2	inversores paralelo; flip-flop de potencia; inversores conmutados por impulso de resonancia.	condensador de conmutación	frecuencia de disparo
conmutación forzada	conmutación por medios externos	conmutación por un tiristor auxiliar	4.2	choppers; conmutadores estáticos de c.c.	condensador de conmutación	frecuencia de disparo
conmutación forzada	conmutación por medios externos	conmutación por un generador de impulsos exterior	4.2	choppers; conmutadores estáticos de c.c.; ciertos tipos de inversores	generador de impulsos	frecuencia de disparo

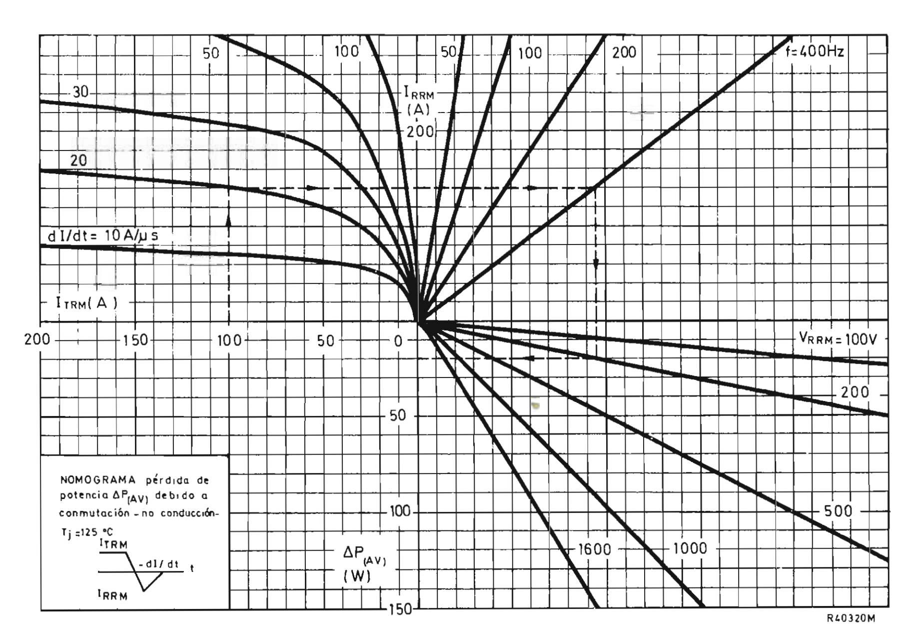


Figura 20. Diagrama de pérdidas de descebado (BTW23)

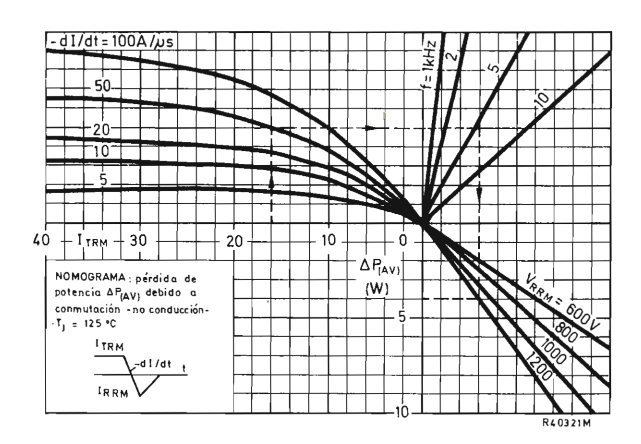


Figura 21. Diagrama de pérdidas de descebado (BTW30)

produce la pérdida de control, a no ser que se tomen medidas para evitarlo.

Un choque saturable en serie con el primario del transformador proporciona una solución satisfactoria (fig. 19). La saturación debe producirse a una fracción de la corriente de carga nominal de forma que la pérdida de tensión de salida del rectificador (zonas rayadas en las curvas de V_0) sea mínima. Con pequeñas corrientes, la elevada inductancia "suaviza" la conmutación eliminando así los transitorios. El choque retarda la subida de la tensión y proporciona un período de reposo de algunas decenas de microsegundos, en el intervalo de conmutación, durante el cual el triac puede recuperarse. No hay dificultad en diseñar el choque de modo que $(di/dt)_{com}$ y $(dV/dt)_0$ sean suficientemente bajos para que el control sea seguro.

6. CALCULO DE LAS PERDIDAS DE CONMUTACION

Las pérdidas de conmutación durante el descebado pueden obtenerse directamente en los diagramas de pérdidas de conmutación; las figuras 20 y 21 representan, respectivamente, los diagramas de pérdidas de conmutación de un tiristor lento y otro rápido.

En cada diagrama se incluye un ejemplo para aclarar el método.

NOVEDADES EN PLUMBICONES*

*marca registrada

PLUMBICONES SERIE XQ1070

Estos plumbicones son mecánicamente intercambiables con los vidicones de 1 pulgada y la distribución de las patillas es equivalente.

Los plumbicones XQ1073, XQ1074 y XQ1075, que constituyen la novedad de esta serie, son tubos de cámara de una pulgada (25,4 mm) caracterizados por una elevada resolución y una capa fotoconductora de óxido de plomo con respuesta espectral amplia, gracias a la cual se obtiene una mejor gradación de colores en TV blanco y negro y una fidelidad mejorada en la zona del rojo en TV color.

Los plumbicones con filtro infrarrojo incorporado no necesitan filtros adicionales en el sistema óptico cuando se utilizan en cámaras para blanco y negro o color originalmente diseñadas para tubos de la serie XQ1070.

Una combinación adecuada para cámaras de color se obtiene al usar los tubos XQ1070G y XQ1070B para los canales de crominancia verde y azul y el XQ1075R para el canal de crominancia rojo, o sus respectivos en calidad industrial.



PLUMBICONES SERIE XQ1080

Estos plumbicones se caracterizan por el sistema de introducción que se realiza por la parte posterior de la cámara a la que van incorporados.

PLUMBICONES SERIE XQ1090, XQ1100

Con características semejantes a los de la serie XQ1080, pero con introducción por la parte anterior de la cámara en la que van incorporados.

			SERIE ESTUDIO				SERIE INDUSTRIAL			
BLANCO Y NEGRO		con disco antihalo	XQ1070	XQ1073	XQ1080	XQ1090	XQ1071	XQ1074	XQ1081	XQ1091
		sin disco antihalo	XQ1070/01	XQ1073/01	—	XQ1100	XQ1071/01	XQ1074/01	—	XQ1101
		con filtro infrarrojo y disco antihalo	—	XQ1075	—	—	—	XQ1076	—	—
COLOR	canal azul	con disco antihalo	XQ1070B	—	XQ1080B	XQ1090B	XQ1071B	—	XQ1081B	XQ1091B
		sin disco antihalo	XQ1070/01B	—	—	XQ1100B	XQ1071/01B	—	—	XQ1101B
	canal rojo	con disco antihalo	XQ1070R	XQ1073R	XQ1080R	XQ1090R	XQ1071R	XQ1074R	XQ1081R	XQ1091R
		sin disco antihalo	XQ1070/01R	XQ1073/01R	—	XQ1100R	XQ1071/01R	XQ1074/01R	—	XQ1101R
		con filtro infrarrojo y disco antihalo	—	XQ1075R	—	—	—	XQ1076R	—	—
	canal verde	con filtro antihalo	XQ1070G	—	XQ1080G	XQ1090G	XQ1071G	—	XQ1081G	XQ1091G
		sin disco antihalo	XQ1070/01G	—	—	XQ1100G	XQ1071/01G	—	—	XQ1101G
	canal luminancia	con disco antihalo	XQ1070L	—	XQ1080L	XQ1090L	—	—	—	—
		sin disco antihalo	XQ1070/01L	—	—	XQ1100L	—	—	—	—

Nota: se pueden suministrar con su correspondiente intensificador de imagen.

PROPIEDADES ELECTRICAS DE LOS TRANSISTORES FET Y MOST

Es importante conocer las características de los transistores de efecto de campo, tanto del tipo unión como del tipo MOS, pues ello nos ayudará a saber elegir el transistor más apropiado para la aplicación deseada. Nos interesa también tener en cuenta la distorsión, el ruido y la estabilidad conseguibles con los transistores de efecto de campo, a fin de comprender sus posibilidades y de lograr una mejor utilización.

1. CARACTERISTICAS EN C.C.

Las dos características de c.c. más importantes de los transistores de efecto de campo son la tensión de estrangulamiento (*pinch-off voltage*) V_P y la corriente de cortocircuito drenador-surtidor I_{DSS}. El comportamiento en c.c. de un transistor de efecto de campo puede describirse con su ayuda, por ejemplo en forma de ecuación. Las figuras 1 y 2 muestran circuitos que pueden utilizarse para medir dichas características.

Como ocurre con las características de c.c. de los transistores bipolares, V_P y I_{DSS} tienen dispersiones relativamente grandes y dependen de la temperatura. Esto debe ser tenido en cuenta al elegir el ajuste del punto de trabajo de estos dispositivos.

1.1 Influencia de la temperatura

La variación de la corriente de drenador con la temperatura, manteniéndose constantes V_{GS} y V_{DS}, es el resultado de dos efectos opuestos. En primer lugar, la movilidad de los portadores de carga en el canal disminuye con la temperatura; este efecto, por sí solo, causaría una reducción en la corriente de drenador. En segundo lugar, la tensión de estrangulamiento aumenta con la temperatura; este efecto, por su parte, causaría un aumento de la corriente de drenador. Los efectos correspondientes pueden compensarse.

La figura 3 representa la influencia típica de la temperatura en la característica de transferencia. En el punto de trabajo Z los dos efectos de la temperatura se com-

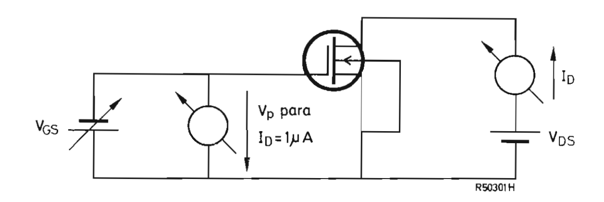


Figura 1. Medida de la tensión de estrangulamiento Vp. El valor de 1 μA dado a I_D es sólo un ejemplo. Vp se mide a menudo para corrientes de drenador inferiores.

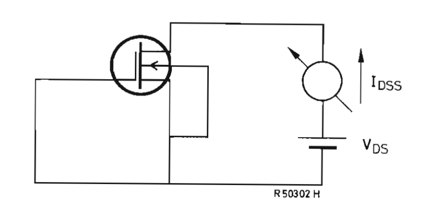


Figura 2. Medida de la corriente de cortocircuito drenador-surtidor I_{DSS}

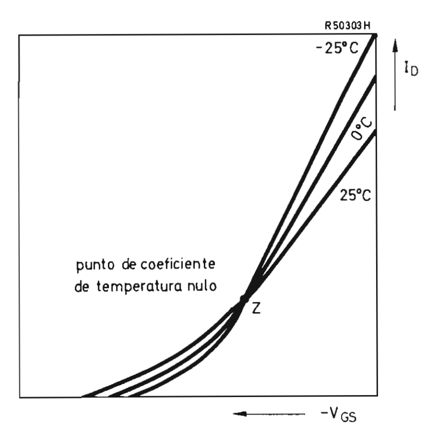


Figura 3. Influencia de la temperatura sobre la característica $I_D - V_{GS}$ de un transistor de efecto de campo con canal N. El punto de compensación Z depende de la dispersión en el valor de la tensión de estrangulamiento.

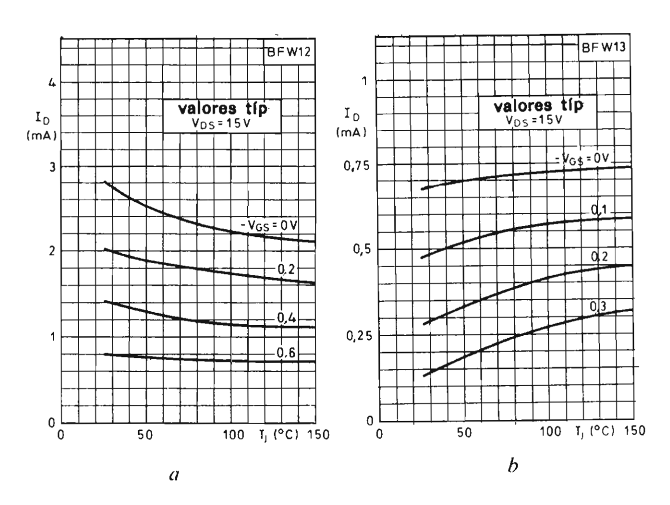


Figura 4. Influencia de la temperatura en la corriente de drenador de dos transistores de efecto de campo de unión con canal N. (a) En este caso el punto Z de la figura 3 corresponde a un valor negativo de V_{GS}, con predominio de la influencia de la temperatura sobre la movilidad de los portadores de carga. (b) En este caso puede suponerse que el punto Z corresponde a un valor positivo de V_{GS}, con predominio de la influencia de la temperatura sobre Vp.

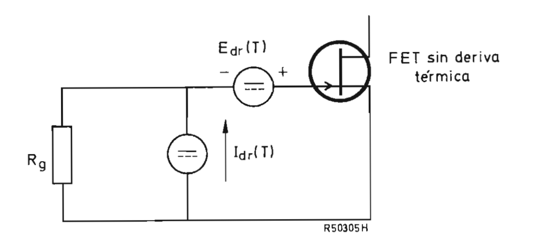


Figura 5. Generadores de deriva dependientes de la temperatura en un transistor de efecto de campo. V_{dr} = deriva de tensión; I_{dr} = deriva de corriente; R_g = resistencia del generador de señal.

pensan mutuamente y la corriente de drenador resulta independiente de la temperatura. Esto vale tanto para los transistores de efecto de campo de unión como para los MOS.

En la figura 4a y b se ha trazado la corriente de drenador de los transistores de efecto de campo de unión BFW12 y BFW13 en función de la temperatura. Se notará que con corrientes de drenador mayores que la del punto Z predomina la influencia de la temperatura sobre la movilidad; con corrientes más bajas predomina la influencia sobre la tensión de estrangulamiento. Esto representa una diferencia básica entre los transistores de efecto de campo y los bipolares; en estos últimos la corriente de colector siempre aumenta con la temperatura. Consecuencia de ello es que los transistores de efecto de campo no presentan inestabilidad térmica.

La influencia de la temperatura sobre la corriente de drenador en un FET puede ser representada por un generador de tensión equivalente E_{dr} y una fuente de corriente equivalente I_{dr} a la entrada de un elemento activo independiente de la temperatura (véase fig. 5).

1.1(a) Transistores de efecto de campo de unión

La influencia de la temperatura en los generadores equivalentes de tensión y de corriente en un transistor de efecto de campo de unión, canal N, viene dada por:

$$\frac{dE_{dr}}{dT} = \left\{\frac{I_D}{g_{fs}} \cdot \frac{1}{\mu_V} \cdot \frac{d\mu_V}{dT}\right\} - \frac{dV_P}{dT} \quad \text{y} \qquad (1)$$

$$\frac{dI_{dr}}{dT} \approx 0{,}15\, I_{GS} \text{ a } 300\text{ K} \qquad (2)$$

siendo

μ_V = movilidad volumétrica a la temperatura de trabajo en cuestión;

$$\frac{1}{\mu_V} \cdot \frac{d\mu_V}{dT} \approx -6{,}10^{-3}/°\text{C para } T = 300°\text{K};$$

$$\frac{dV_P}{dT} \approx -2{,}2 \text{ mV/°C para } 300°\text{K};$$

I_{GS} = corriente puerta-surtidor a la temperatura de trabajo en cuestión ($I_{GS} < 0$).

Se deduce de la ecuación (1) que la deriva de tensión es nula para un cierto valor de la corriente de drenador; esta compensación no es posible en los transistores bipolares. El punto Z de la figura 3 puede calcularse haciendo dE_{dr}/dT igual a cero en la ecuación (1). La coordenada $V_{GS(Z)}$ del punto Z puede calcularse sabiendo que:

$$\frac{I_D}{g_{fs}} = \frac{1}{n}(V_{GS(Z)} - V_P) \qquad (3)$$

Combinando las ecuaciones (1) y (3) y sustituyendo los valores de $(1/\mu_V) \cdot (d\mu_V/dT)$ y n (≈ 2),

$$V_{GS(Z)} - V_P \approx 0{,}73 \text{ V a } 300 \text{ K}. \qquad (4)$$

Esto implica que un FET de unión polarizado a una V_P igual a 0,73 V está polarizado a su punto de coeficiente de temperatura nulo. Sin embargo, debido a la dispersión relativamente grande de la tensión de estrangulamiento, es difícil aplicar una compensación de deriva en equipos producidos en masa.

En los casos en los que el dispositivo no está polarizado a $V_{GS(Z)}$, puede ser útil poder predecir la deriva de V_{GS} para una corriente cualquiera de drenador. De las ecuaciones anteriores puede deducirse que la deriva referida a la entrada es igual a $2{,}2\,(1 - \sqrt{I_D/I_{D(Z)}})$ mV/°C. Si la tensión de estrangulamiento es de 0,73 V, el punto de compensación, según la ecuación (4), ha de hallarse para $V_{GS} = 0$, o para $I_D = I_{DSS}$.

1.1(b) Transistores de efecto de campo MOS

La influencia de la temperatura sobre los generadores equivalentes de tensión (E_{dr}) y de corriente (I_{dr}) en un transistor MOS-FET es similar a la de un FET de unión. También aquí se oponen dos efectos: la variación de la movilidad con la temperatura, que reduce la corriente de drenador, y la variación de la tensión de estrangulamiento con la temperatura, que eleva la corriente de drenador.

La contribución de la movilidad a la deriva de tensión de un MOS-FET es igual a la de un FET de unión, es decir el primer término de la ecuación (1). También es proporcional a la tensión $|V_{GS} - V_P|$; así esta parte de la deriva de tensión puede alterarse modificando la tensión puerta-surtidor y puede elegirse el punto de trabajo de forma que la deriva total de tensión se reduzca a cero en las proximidades de un determinado punto de trabajo. El coeficiente de temperatura de la movilidad superficial, según mediciones efectuadas sobre diversos tipos de MOS-FET, resulta ser aproximadamente igual a $-5{,}2 \times 10^{-3}$/°C. Son pues similares los coeficientes de temperatura de movilidad superficial de los MOS-FETS y de movilidad volumétrica de los FETS de unión.

El segundo término de la ecuación (1), la deriva térmica de V_P, no está determinado exclusivamente por la de la tensión de difusión, como en el caso del FET de unión. La tensión de estrangulamiento de un MOS-FET consta de las componentes V_{ox}, V_{dc} y V_{trap}. Las cargas en la película de óxido no dependen de la temperatura, de modo que V_{ox} no causa ninguna deriva térmica. Así, pues, la deriva térmica de V_P en un MOS-FET está determinada por las dos componentes restantes, es decir:

(i) La influencia de la temperatura sobre V_{dc} que viene dada por $\delta V_{diff}/\delta T$ (ecuación 1), como en el FET de unión; en el caso del MOS-FET esta cantidad puede variar entre 1 mV/°C y 8 mV/°C, según sea el nivel de dopado.

(ii) La influencia de la temperatura sobre V_{trap}. Tanto V_{dc} como V_{trap} conducen a un aumento de la corriente de drenador al elevarse la temperatura. La deriva de V_{trap} puede mantenerse inferior a 5 mV/°C en los MOS-FETS, en comparación con los 2,2 mV/°C en los FETS de unión.

Es difícil adoptar el punto de deriva nula de tensión de los MOS-FETS al proyectar un circuito, porque es relativamente elevada su deriva de la tensión de puerta con el tiempo. Tienen un elevado ruido en B.F. y son también sensibles a altas tensiones en la puerta.

En teoría, el MOS-FET tiene también una deriva de corriente, determinada como la del FET de unión por la influencia de la temperatura sobre la corriente de fuga de la puerta. Sin embargo, esta corriente es tan pequeña (10^{-14} A), que puede despreciarse.

1.2 La corriente de fuga de la puerta

La característica más conocida de los FETS es su elevada impedancia de entrada en los montajes de surtidor común y de seguidor de surtidor, como resultado de la baja corriente de fuga de la puerta a temperatura ambiente, normalmente algunos picamperios.

Los valores de la corriente de fuga indicados en las características son normalmente los de I_{GSS}, la corriente inversa del diodo formado entre la puerta y drenador/surtidor en cortocircuito, véase figura 6. La corriente I_{GSS} varía rápidamente con la temperatura, como indica la figura 7.

Es de mucha mayor importancia para el usuario la corriente de fuga de puerta I_G en condiciones de trabajo más normales, es decir, con una corriente I_D circulando por el FET y una tensión V_{DS} en sus bornes. En la práctica, esta corriente I_G no difiere sustancialmente de I_{GSS}, con tal de que se comprendan ciertos fenómenos y en consecuencia se haya elegido juiciosamente las condiciones de trabajo. Estos fenómenos se presentan como una fuerte dependencia de I_G con respecto a la corriente de drenador I_D y a la tensión drenador-surtidor V_{DS}, si

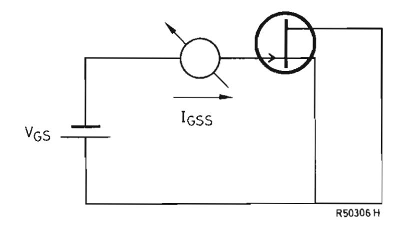


Figura 6. Circuito para la medida de la corriente de fuga puerta-surtidor en cortocircuito.

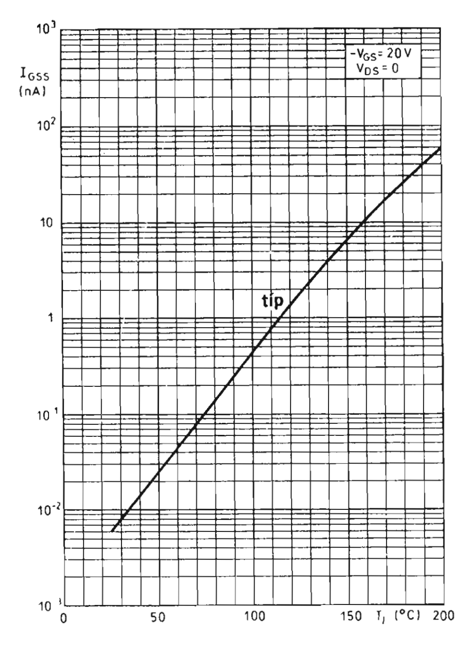


Figura 7. I_{GSS} en función de la temperatura en los FETS de unión BFW10/11.

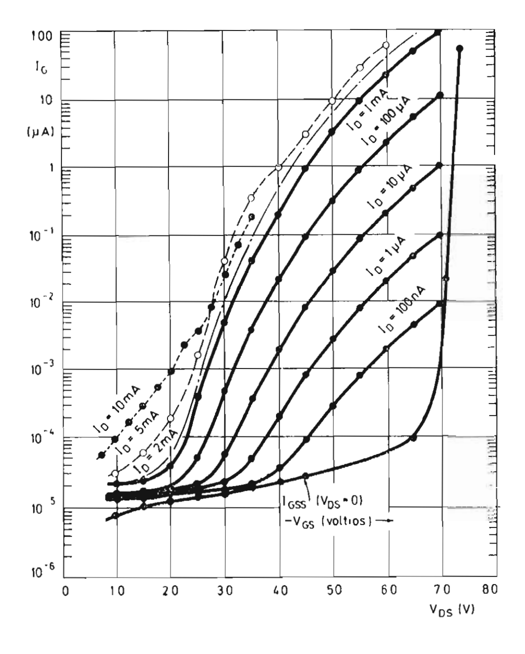


Figura 8. Característica típica $I_G - V_{DS}$ con I_D como parámetro, de BSV80 con $V_P = 2{,}5$ V. Se representa también I_{GSS} a título comparativo.

esta tensión supera algo a la tensión de estrangulamiento V_P (véase fig. 8).

Este efecto ha sido explicado en términos de ionización por impacto en el extremo estrecho del canal, cuando el campo eléctrico se hace tan intenso que supera la intensidad de campo crítica para la cual se satura la velocidad de desplazamiento de los electrones. Debido a estos campos elevados, aumenta la probabilidad de ionización por impacto, y, aunque el factor de multiplicación M todavía es muy bajo, el "exceso" de corriente de puerta producido es varias veces mayor que la corriente de fugas a baja tensión. Esta corriente de puerta suplementaria es proporcional a la corriente de drenador porque el volumen de la zona de campo intenso en el canal es proporcional a la corriente de drenador.

Así, el exceso de corriente de puerta tiene importancia cuando el FET está polarizado a tensión y corriente elevadas (véase fig. 9). La corriente de puerta suplementaria aumenta sólo ligeramente con la temperatura, en contraste con la corriente de puerta a baja tensión, la cual aumenta exponencialmente (véase fig. 10).

La corriente de puerta de los MOS-FETS es casi proporcional a la tensión drenador-surtidor, porque la capa de óxido se comporta como una resistencia muy elevada. El coeficiente de temperatura es también mucho más pequeño que el de los FETS de unión.

La corriente de fuga del substrato de los MOS-FETS, sin embargo, depende de la temperatura y de la tensión como en los FETS de unión.

1.3 Tensiones de ruptura

En los transistores de efecto de campo de unión, las tensiones máximas permitidas están determinadas por la ruptura de avalancha de las uniones PN entre puerta y canal. En general, la ruptura empezará en el extremo del canal próximo al drenador, porque es allí donde se encuentran las tensiones inversas más elevadas entre la unión PN en condiciones normales de trabajo. La tensión de ruptura entre drenador y surtidor es más alta cuando $V_{GS} = 0$. Cuando aumenta la tensión inversa de puerta

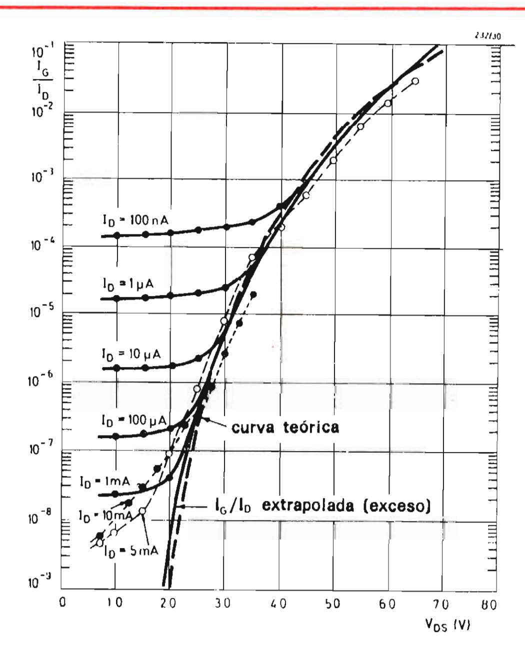


Figura 9. I_G/I_D en función de V_{DS} con I_D como parámetro. Comparación del "exceso" de corriente de puerta con la curva teórica.

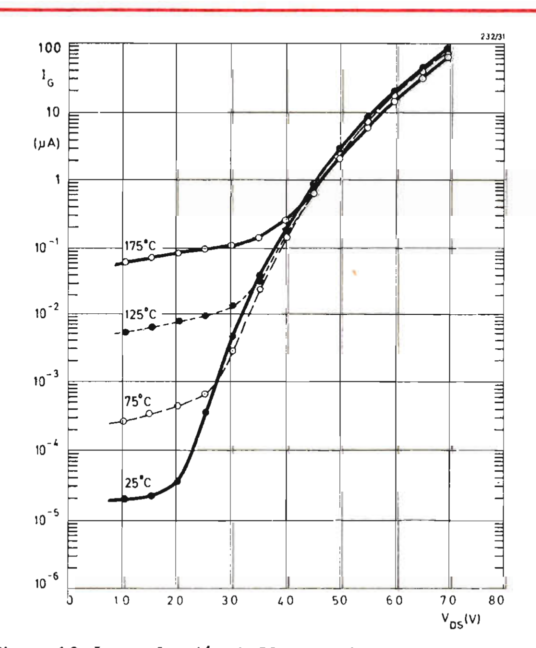


Figura 10. I_G en función de V_{DS} con la temperatura como parámetro, medida para corriente de drenador constante, $I_D = 1$ mA.

($V_{GS} < 0$), la tensión de ruptura disminuye, ya que la tensión total a través de la unión PN es la suma de las tensiones V_{DS} y $-V_{GS}$. Esto implica que la tensión de ruptura drenador-surtidor disminuirá en la misma cantidad en que aumente la tensión inversa puerta-surtidor, por tanto

$$V_{(BR)DSX} = V_{(BR)DSS} + V_{GS}, \qquad (5)$$

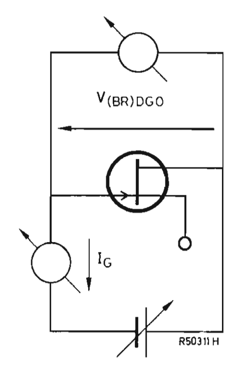


Figura 11. Medida de la tensión de ruptura drenador-puerta, $V_{(BR)DGO}$.

en donde

$V_{(BR)DSX}$ es la tensión de ruptura entre drenador y surtidor para una tensión puerta-surtidor dada;

$V_{(BR)DSS}$ es la tensión de ruptura entre drenador y surtidor cuando puerta y surtidor están cortocirtuitados ($V_{GS} = 0$).

Al medir la tensión de ruptura $V_{(BR)DSS}$ existe el grave peligro de sobrepasar la disipación tolerable por el transistor, ya que esta medición se efectúa con una corriente relativamente elevada. Puede evitarse este peligro midiendo la tensión de ruptura drenador-puerta $V_{(BR)DGO}$ con el surtidor en circuito abierto, lo cual corresponde aproximadamente a la tensión $V_{(BR)DSS}$. La corriente que circula en este caso es sólo la muy débil corriente de fuga I_{GDO}, y la disipación es despreciable. La figura 11 muestra el principio de la medida de $V_{(BR)DGO}$.

En los MOS-FETS las tensiones de ruptura entre la puerta y demás electrodos dependen del espesor y la pureza de la película de óxido. El fenómeno de ruptura es aquí irreversible ya que se formará un cortocircuito.

La máxima tensión drenador-surtidor admisible en el MOS-FET viene determinada por la tensión de ruptura de la unión drenador-substrato, cuando el substrato y surtidor están cortocircuitados, como ocurre generalmente. Diversas experiencias han demostrado que la metalización de la puerta disminuye la tensión de ruptura drenador-surtidor.

1.4 Medidas de seguridad que deben adoptarse con los MOS-FETS

Cargas estáticas en el electrodo de puerta pueden causar intensidades de campo altas en la delgada película

de óxido y provocar la ruptura y la destrucción del MOS-FET.

Para proteger a las puertas de la destrucción provocada por la acumulación de cargas estáticas durante el transporte o la manipulación, los terminales están rodeados por un anillo de goma conductora, que debe retirarse sólo después de haber soldado el transistor en el circuito. Entonces el valor de las resistencias entre la puerta y los demás terminales es generalmente lo bastante bajo como para permitir la supresión de las cargas estáticas indeseables. Si no fuera así, debe disponerse un circuito protector a la entrada del MOS-FET, por ejemplo diodos de referencia de tensión en oposición. Con una realimentación adecuada puede conseguirse que este circuito de seguridad no afecte a la elevada resistencia de entrada en c.c. (unos 10^{14} ohmios) que puede obtenerse con MOS-FETS.

2. CIRCUITO EQUIVALENTE PARA PEQUEÑA SEÑAL

Un circuito equivalente para pequeña señal es útil si la precisión deseada no está en conflicto con la sencillez que se desea. Esto significa que un circuito equivalente para pequeña señal sólo es válido dentro de un margen de frecuencias limitado. La figura 12 presenta un circuito equivalente válido para FETS de unión y MOS-FETS.

Este circuito equivalente puede utilizarse hasta una frecuencia igual a dos o tres veces la determinada por la constante de tiempo de entrada

$$\tau_i = C_{gs'}/g_m$$

Para frecuencias más altas hay que tener en cuenta no sólo la inductancia en serie de las patillas de los electrodos, sino también la resistencia serie del drenador y el defasaje de la conductancia mutua g_m.

El canal de conducción puede considerarse como una línea de transmisión con elementos capacitivos y resistivos distribuidos. El circuito equivalente de la figura 12 se compone de varios elementos:

a. La resistencia puerta-surtidor $r_{gs'}$
A temperatura ambiente esta resistencia es aproximadamente de 10^{11} ohmios en los FETS de unión y de 10^{14} ohmios en los MOS-FETS. Cuanto mayor sea la corriente de fuga de puerta, tanto menor será esta resistencia.

b. La resistencia puerta-drenador r_{gd}
El valor de esta resistencia es similar al de $r_{gs'}$. No obstante en los FETS de unión disminuye a partir de una cierta tensión drenador-surtidor.

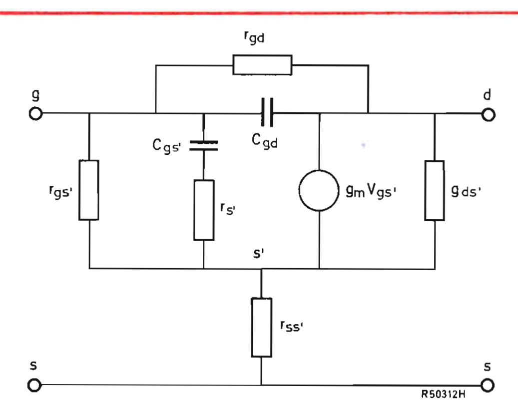


Figura 12. Circuito equivalente de un FET para señales pequeñas.

c. La capacidad puerta-surtidor $C_{gs'}$
Esta capacidad representa la capacidad puerta-canal formada por la región de vaciado en el canal, entre el punto de estrangulamiento y el surtidor, y depende de la tensión.

d. La resistencia de pérdidas $r_{s'}$
Esta resistencia representa una parte de la resistencia del canal. Una corriente alterna que entra en la puerta a través de la capacidad puerta-canal circula también por el extremo del surtidor de la parte conductora del canal. Se ha encontrado que aproximadamente es igual a:

$r_{s'} = 1/3\, g_m$ en FETS de unión, y
$r_{s'} = 1/5\, g_m$ en MOS-FETS

e. La capacidad puerta-drenador C_{gd}
Esta capacidad es otra parte de la capacidad puerta-canal, formada por la región de vaciado entre el punto de estrangulamiento y el extremo drenador, y depende de la tensión.

f. La conductancia mutua g_m está determinada por la densidad de impurezas en el canal, y por su geometría.
La conductancia mutua varía con la corriente.

g. La conductancia drenador-surtidor $g_{ds'}$
Esta conductancia aumenta con la corriente y disminuye con la tensión drenador-surtidor. La relación entre la conductancia drenador-surtidor y la conductancia mutua es más pequeña en los FETS que tienen mayor longitud de canal (L); esta relación varía en general entre 10^{-2} y 10^{-3} en los FETS de unión y entre 10^{-1} y 10^{-2} en los MOS-FETS.

h. La resistencia serie del surtidor $r_{ss'}$
Se trata de una resistencia del material entre el surtidor intrínseco y el contacto de surtidor. En la práctica es de 10 a 20 ohmios.

Los parámetros y y otros parámetros del cuadripolo pueden deducirse del circuito equivalente de pequeña señal.

3. DISTORSION

La distorsión es producida por la falta de linealidad de la característica de transferencia:

$$I_D = I_{DSS}(1 - V_{GS}/V_P)^n. \quad (6)$$

Si $n = 2$, la ecuación (6) contiene sólo términos de primero y segundo orden. No obstante, como n no vale exactamente 2, los FETS producirán también términos de tercer orden y de orden superior. Para que $n = 2$ sería preciso que todas las impurezas estuvieran concentradas en la parte media del canal (perfil en espiga). En los FETS reales las impurezas están distribuidas en toda la altura del canal. La distorsión disminuye cuando aumenta $|1 - V_{GS}/V_P|$, de modo que cuanto más alta sea la corriente continua de drenador, tanto menor será la distorsión.

Una diferencia importante entre los FETS y los transistores bipolares es la contribución a la distorsión por tercer armónico, que es mucho menor en los FETS que en los bipolares; esto significa que los FETS presentan valores relativamente favorables de intermodulación y de modulación cruzada.

4. RUIDO

La característica de ruido de los FETS difiere apreciablemente de la de los transistores bipolares en lo siguiente:

- el factor de ruido mínimo es menor a todas las frecuencias;
- la admitancia de ruido óptima para el mínimo factor de ruido es más baja.

En los FETS se encuentran cuatro tipos de ruido:

- ruido térmico en el canal de conducción;
- ruido de granalla producido por la corriente de fuga de la puerta;
- ruido B.F. (ruido $1/f$);
- ruido de granalla producido por la corriente de fuga del substrato, en los MOS-FETS, solamente.

La característica de ruido en los cuadripolos se define normalmente en forma de un generador equivalente de tensión E_n y de un generador equivalente de corriente I_n en los terminales de entrada de un dispositivo exento de ruido. Los valores medios cuadráticos de E_n y de I_n son:

$$e_n^2 = \overline{|E_n|^2} \approx 4kT\Delta f/g_m + \overline{|E_{lf}|^2}, \quad (7)$$

$$i_n^2 = \overline{|I_n|^2} \approx 4kT\Delta f g_m \omega^2 \tau_i^2 + 2qI_G\Delta f, \quad (8)$$

$$Re\, E_n^* I_n \approx 4kT\Delta f(0{,}5\,\omega\tau_i)^2, \quad (9)$$

$$Im\, E_n^* I_n \approx 4kT\Delta f(0{,}85\,\omega\tau_i), \quad (10)$$

en donde

- los términos que contienen el factor $4kT$ son de origen térmico,
- el término $\overline{|E_{lf}|^2}$ representa el ruido B.F. (véase e_n en la fig. 13),
- el término $2qI_G\Delta f$ representa el ruido de granalla (véase i_n en la fig. 14), con I_G igual a la corriente de fuga de la puerta, incluyendo el suplemento de corriente de puerta para tensiones drenador-surtidor elevadas.

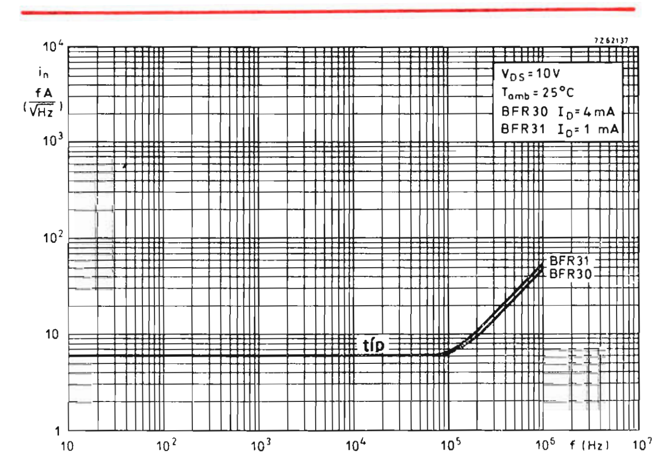


Figura 13. Tensión equivalente de ruido en función de frecuencia en un FET de unión.

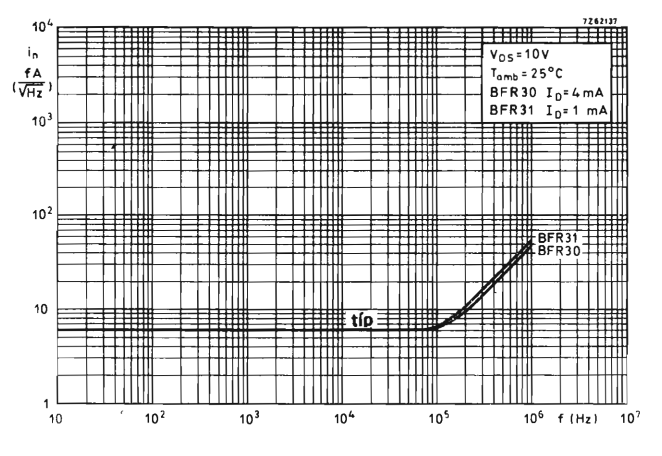


Figura 14. Corriente equivalente de ruido en función de la frecuencia en un FET de unión.

Las ecuaciones (7) a (10) son válidas para FETS de unión hasta frecuencias para las que $\omega\,\tau_i < 1$, con $\tau_i = C_{gs}/g_m$; también son válidas para MOS-FETS con la restricción de que todos los términos $4kT$ han de ser multiplicados por un factor comprendido entre 1 y 4, según sea el dopado del substrato.

El término $\overline{|E_{lf}|^2}$ es mucho mayor en los MOS-FETS que en los FETS de unión (unas 10^5 veces). En los MOS-FETS el término de ruido de granalla en la ecuación (8) puede ser despreciado en la mayoría de las aplicaciones. Las ecuaciones (7) a (10) conducen a la conclusión de que:

$$F_{mín} \approx 1 + 1{,}1\,\omega\tau_i + 0{,}5\,\omega^2\tau_i^2 + \Delta F, \qquad (11)$$

y

$$g_{s\,opt.} = 0{,}55\,\omega C_{gs} + g_{soo}, \qquad (12a)$$

$$b_{s\,opt.} = -0{,}7\,\omega C_{gs}, \qquad (12b)$$

$$\Delta F \text{ en la ecuación (11)} = \frac{\overline{|E_{lf}|}}{2\,kT} \cdot \sqrt{\frac{2q \cdot I_G}{\Delta f}},$$

y

$$g_{soo} \text{ en la ecuación (12a)} = \frac{1}{\overline{|E_{lf}|}} \cdot \sqrt{(2q \cdot I_G \cdot \Delta f)}.$$

Los términos ΔF y g_{soo} son de importancia al calcular el ruido en audiofrecuencias. En los FETS de unión, el valor de ΔF a 100 kHz es aproximadamente igual a la suma de los demás términos dependientes de la frecuencia en la ecuación (11).

5. ESTABILIDAD EN C.C.

El punto de trabajo de un transistor de efecto de campo variará con el tiempo, incluso con temperatura constante; esta inestabilidad se presenta especialmente en los MOS-FETS y se debe a desplazamientos de carga en la película de óxido y a la carga y descarga de trampas en la capa límite óxido/semiconductor. Estos procesos pueden tener constantes de tiempo de hasta varias semanas.

La perturbación del equilibrio de cargas produce un desplazamiento horizontal de la característica de transferencia. Por ejemplo, si se aplica una fuerte tensión positiva a la puerta de un MOS-FET de canal N durante largo tiempo (media hora, por ejemplo), después de suprimir la tensión se observará que la característica $I_D - V_{GS}$ se ha desplazado hacia la izquierda. De esta forma un MOS-FET normalmente bloqueado puede convertirse temporalmente en un MOS-FET normalmente conductor. El desplazamiento de la característica de transferencia será tanto mayor cuanto mayor sea la tensión aplicada a la puerta; también aumenta con la temperatura y con la duración del período de aplicación de tensión a la puerta. Sin embargo, al cabo de un cierto tiempo, la característica no se desplazará más. Por medio de un tratamiento especial de la película de dióxido de silicio, por ejemplo incorporando fósforo, se ha demostrado que es posible reducir apreciablemente la deriva a largo plazo. Por ejemplo, la tensión equivalente de deriva puerta-surtidor $\Delta V_{GS}/\Delta t$ de los modernos transistores de efecto de campo, a temperatura constante y al cabo de una hora de funcionamiento, es de unos 5 mV/h en un MOS-FET y de 5 μV/h en un FET de unión. Adoptando el principio del amplificador diferencial se reducirá también la tensión diferencia equivalente de deriva a largo plazo y en este caso el factor de reducción será aproximadamente igual a 10.

TRANSISTORES DE POTENCIA DARLINGTON

Los transistores de potencia, para ser excitados a su capacidad total, necesitan una potencia de excitación relativamente grande, que normalmente sólo puede ser suministrada por una etapa excitadora adicional. De ahí resulta que la construcción de una etapa de salida de potencia convencional exige bastante espacio y cierto número de componentes, así como tiempo de montaje y de revisión.

Estos problemas se evitan utilizando los transistores de potencia Darlington que, gracias a una ganancia de corriente del orden de 1000 (corrientes medias), son capaces de proporcionar la potencia necesaria sin exigir una etapa excitadora especial. (Bastan las señales procedentes de los circuitos integrados lineales y digitales.)

En la tabla adjunta se indica la gama completa de nuevos transistores de potencia Darlington complementarios de base epitaxial para aplicaciones tanto industriales como domésticas:

TABLA

PNP	NPN	valores límite I_{CAV} (A)	valores límite I_{CM} (A)	P_{tot} (W)	características B_{min}	a V_{CE} = 3 V y I_C = ... A	cápsula
BD262 BD262A	BD263 BD263A	4	6	36	750	1,5	TO-126 (SOT32)
BD266 BD266A	BD267 BD267A	8	12	80	750	3	SOT67
BDX62 BDX62A	BDX63 BDX63A	8	12	90	1000	3	TO3
BDX64 BDX64A	BDX65 BDX65A	12	16	117	1000	5	TO3
BDX66 BDX66A	BDX67 BDX67A	16	20	150	1000	10	TO3

todos los tipos: V_{CE0} = máx. 60 V (80 V para versiones A) f_T = 2,5 MHz

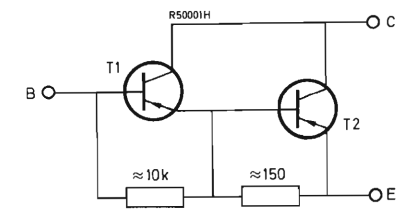


Figura 1. Circuito de un transistor de potencia Darlington integrado.

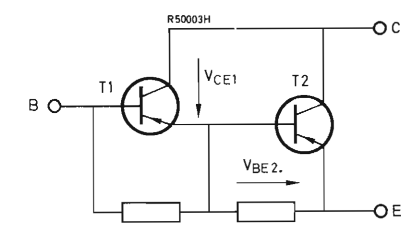


Figura 3. Esquema de un transistor de potencia Darlington integrado $V_{CE\ sat2} = V_{CE\ sat1} + V_{BE2}$.

La parte de salida de cada transistor Darlington lleva un diodo conectado entre el emisor y el colector. Este diodo no se representa en los esquemas de circuitos con que se ilustra este artículo.

La figura 1 representa el circuito de un transistor de potencia Darlington de base epitaxial que consta de un transistor excitador y otro de salida, ambos integrados en el mismo sustrato junto con resistores entre las bases y los emisores respectivos.

El modo como estos transistores Darlington están construidos constituye una garantía adicional contra la segunda ruptura. La principal ventaja de estos transistores de potencia monolíticos consiste en que, debido a su sistema tecnológico, los valores de pico de las ganancias de corriente muestran un cierto desplazamiento de fase, como se puede ver en la figura 2. Precisamente esta sintonía de las ganancias respectivas, sintonía que no se puede perder a causa de las tolerancias en el proceso de construcción, es por lo que los transistores Darlington monolíticos tienen las siguientes ventajas con relación a uno realizado con componentes discretos:

– la ganancia total de corriente es más elevada;
– la ganancia total de corriente presenta mejor linealidad (fig. 2a);
– menor dispersión típica en ganancia de corriente.

En principio es posible, evidentemente, construir un circuito Darlington con componentes discretos que presente características comparables. Sin embargo, en la práctica resulta muy difícil hallar dos transistores que puedan aparearse exactamente.

La caída relativamente rápida de la ganancia de las etapas Darlington integradas para corrientes altas proporciona una protección inherente frente a las consecuencias de las corrientes de pico que se presentarán, por ejemplo, cuando estas etapas se utilicen para conmutar una batería de lámparas (resistencia en frío muy baja) o una carga capacitiva alta. De ahí que no resulte necesario adoptar medidas adicionales. Si se considera una etapa Darlington integrada como un único transistor se observará que, junto a las ventajas mencionadas, tiene el inconveniente de que presenta una tensión de saturación

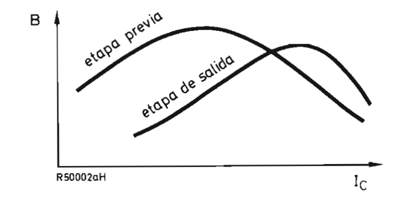




Figura 2. Ganancias de corriente de la etapa excitadora y de salida en función de la corriente de colector, y ganancia en función de la corriente de colector.

más elevada, lo cual implica una pérdida de potencia considerable para excitación total. Como se deduce de la figura 3, $V_{CE\ \mathrm{sat2}} = V_{CE\ \mathrm{sat1}} + V_{BE2}$.

APLICACIONES

Estos transistores de potencia Darlington son adecuados para aplicaciones de conmutación así como otras análogas. A continuación presentamos algunos ejemplos de tales aplicaciones.

La figura 4 representa un montaje en el cual el par Darlington es excitado a través de un circuito digital integrado de la familia DTL:

BDX65 $I_{C\ \mathrm{máx}} = 5$ A

BD267, BDX63 $I_{C\ \mathrm{máx}} = 3$ A

Si se utiliza un circuito integrado digital de la familia TTL como excitador (véase fig. 5) se obtienen los siguientes valores:

BD267, BDX63 $I_{C\ \mathrm{máx}} = 4$ A

BDX65 $I_{C\ \mathrm{máx}} = 8$ A

La figura 6 representa el modo como un circuito integrado digital de la familia HNIL es utilizado como etapa excitadora. En este caso las corrientes de salida son:

BD267, BDX63 $I_{C\ \mathrm{máx}} = 4$ A

BDX65 $I_{C\ \mathrm{máx}} = 8$ A

En los circuitos representados en las figuras 4, 5 y 6, por ejemplo, existe una carga de inductancia en el terminal de colector, como ocurre cuando se utilizan estos circuitos para máquinas de escribir eléctricas y para activar imanes de impresora, imanes elevadores, acoplamientos magnéticos, etc. El diodo en paralelo evita corrientes de pico cuando la corriente de colector se corta bruscamente.

El circuito representado en la figura 7 utiliza un transistor de potencia Darlington como un par de larga cola en una red estabilizadora en serie. La figura 8 representa el circuito de un amplificador de audiofrecuencia de 25 W cuya etapa complementaria utiliza dos transistores de potencia Darlington.

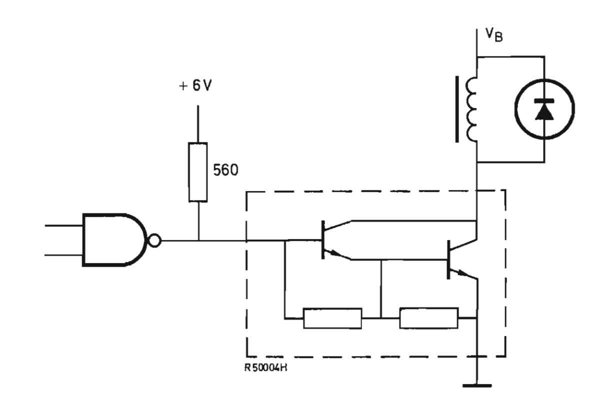


Figura 4. Transistor de potencia Darlington excitado por un circuito digital integrado de la familia DTL.

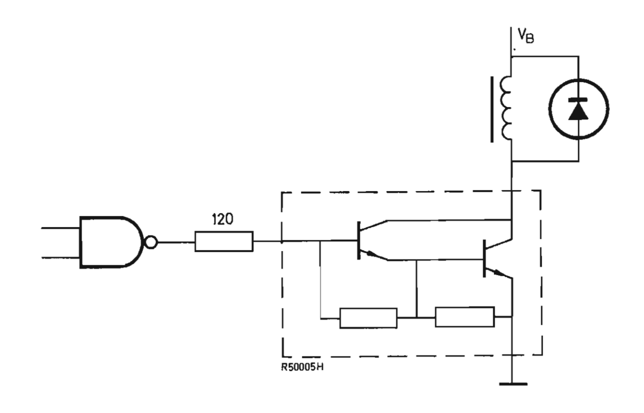


Figura 5. Transistor de potencia Darlington excitado por un circuito digital integrado de la familia TTL.

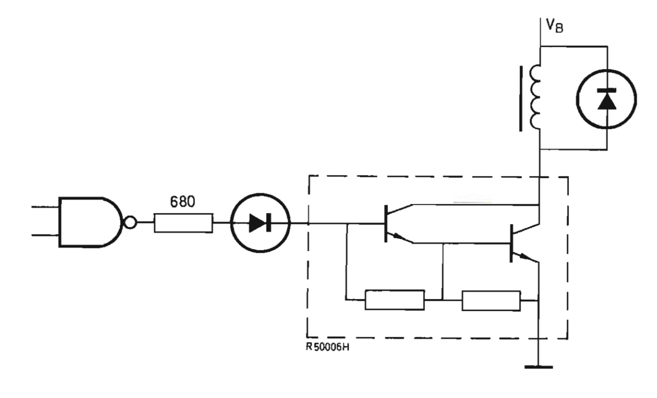


Figura 6. Transistor de potencia Darlington excitado por un circuito digital integrado de la familia HNIL.

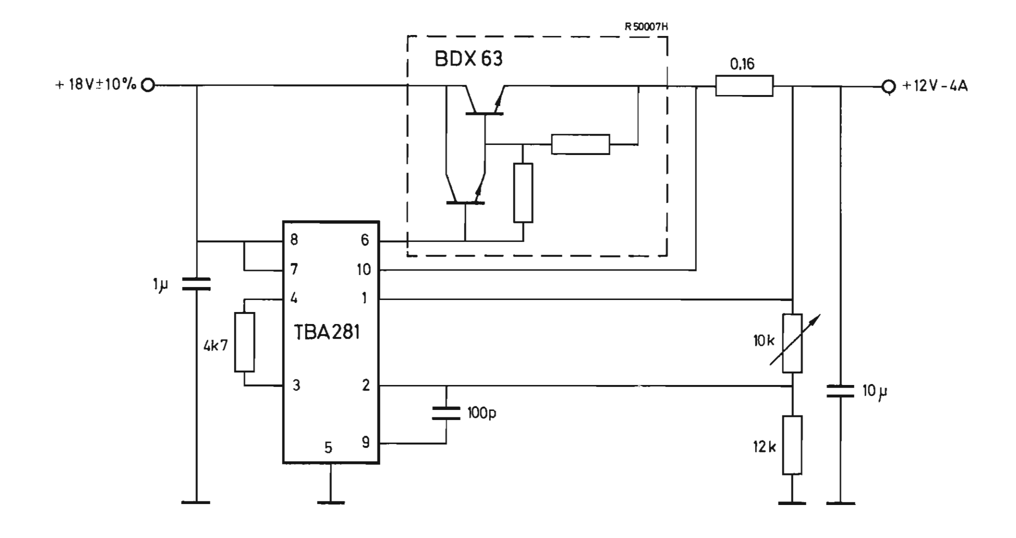


Figura 7. Transistor de potencia Darlington utilizado como par de cola larga en una red estabilizada en serie.

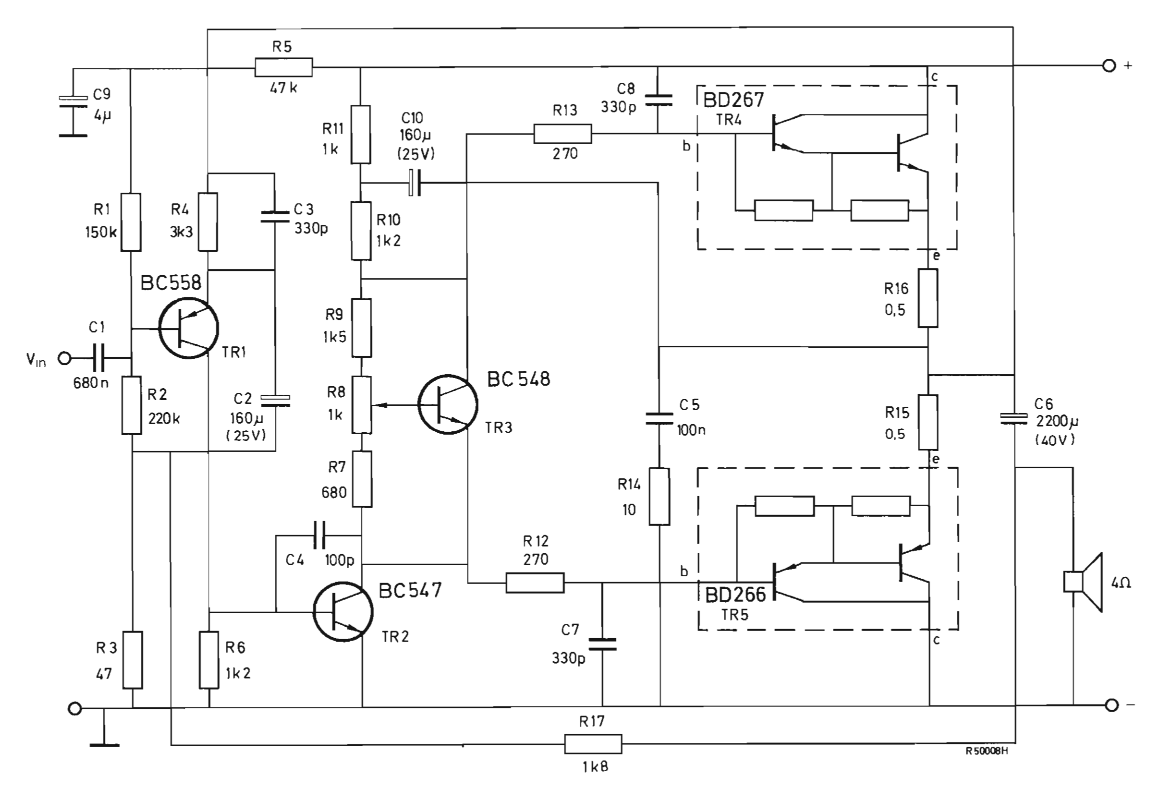


Figura 8. Amplificador de 25 W con transistores de potencia Darlington en la etapa de salida complementaria con una alimentación estabilizada de 39 V. El transistor TR3 se ha de montar en el radiador de los transistores de salida o lo más cerca posible. Radiador: $R_{th} = 6°C/W$ por transistor.

EL PUNTO DE TRABAJO DE LOS TRANSISTORES FET Y MOST

En el punto de trabajo influyen tanto la dispersión de fabricación como las variaciones de temperatura, pero mediante una realimentación de c.c. es posible estabilizarlo. Este método puede aplicarse en los dos modos de funcionamiento: el vaciado y el enriquecido.

El punto de trabajo de un transistor de efecto de campo en un amplificador está determinado por la tensión drenador-surtidor de reposo V_{DS} y la corriente de drenador de reposo I_D (véase fig. 1).

Generalmente no conviene fijar la tensión de reposo V_{GS}, pues la corriente de drenador de reposo está entonces sujeta a una dispersión relativamente grande en la característica $I_D - V_{GS}$. La dispersión correspondiente del punto de trabajo y el consiguiente decrecimiento del margen dinámico son más acusados con valores mayores de la resistencia de drenador R_D. Sin embargo, un valor elevado de R_D resulta a menudo conveniente para obtener amplificación de alta tensión; por consiguiente, la dispersión de I_D ha de ser lo más baja posible.

Además de la dispersión de fabricación, también se ha de tener en cuenta la influencia de la temperatura y de la tensión de alimentación sobre el punto de trabajo.

En el caso más simple, el punto de trabajo puede fijarse con la ayuda de una fuente de alimentación separada, V_{GG}, como se indica en la figura 2. La corriente de fugas de puerta que pasa a través de R_G (= 100 MΩ) aumenta de modo exponencial con la temperatura. Si este aumento de la corriente de fugas de puerta fuera de 10 nA, se produciría una variación de 10 nA × 100 MΩ = = 1 V en la tensión de puerta (el sentido de la variación origina un aumento de la corriente de drenador).

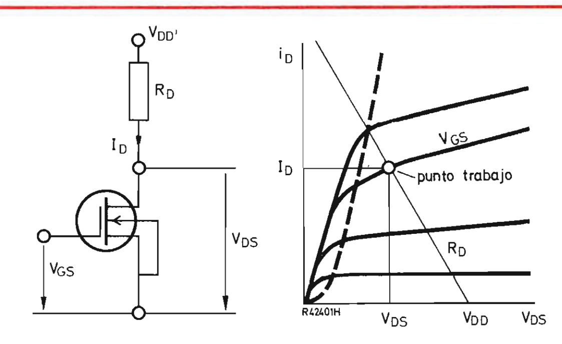


Figura 1. Determinación del punto de trabajo de los transistores de efecto de campo.

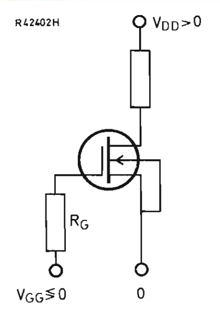


Figura 2. Sencillo circuito para ajustar el punto de trabajo de los transistores de efecto de campo.

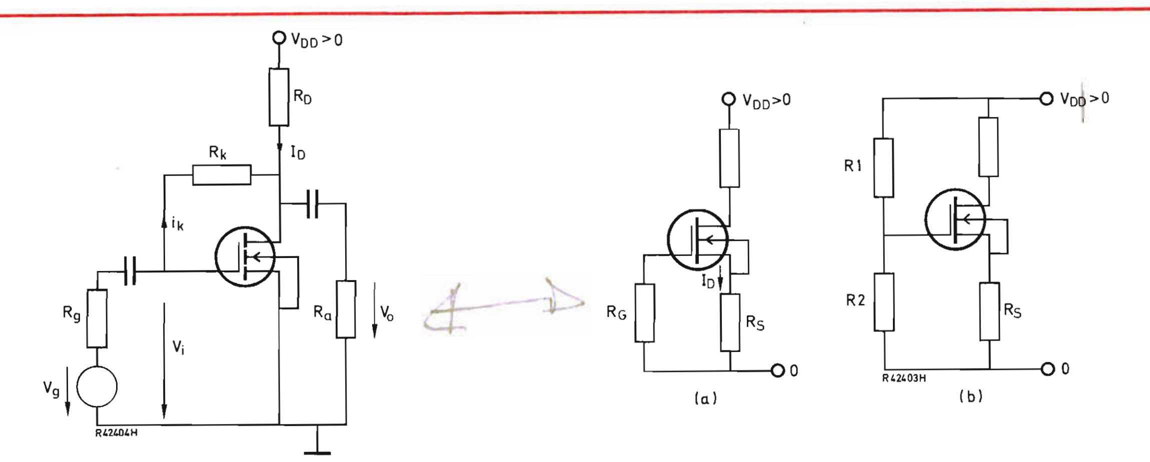


Figura 3. Estabilización del punto de trabajo de los transistores de efecto de campo mediante realimentación de c.c. con una resistencia de surtidor R_S junto con a) R_G y b) $R1/R2$.

Figura 4. Estabilización del punto de trabajo de un transistor de efecto de campo MOS por medio de realimentación drenador-puerta a través de R_D y R_K. (R_K reduce la impedancia de entrada.)

Al igual que en los transistores bipolares, el punto de trabajo de los transistores de efecto de campo se puede estabilizar contra las consecuencias de la dispersión de fabricación y las variaciones de temperatura mediante una realimentación de c.c. (véase fig. 3).

La realimentación se obtiene por medio de una resistencia de surtidor R_S. La realimentación de c.a. puede evitarse conectando un condensador de desacoplamiento en paralelo con R_S. La estabilización en la corriente de drenador puede mejorarse haciendo que la tensión $I_D R_S$ a través de la resistencia sea elevada con respecto a la tensión $V_{GS} - V_P$. Esto se aplica en el caso de las influencias de la dispersión de fabricación y de la temperatura. Para funcionamiento en el modo vaciado puede emplearse el circuito, muy simple, representado en la figura 3a ($-V_{GS} = I_D R_S$). Para funcionamiento en el modo enriquecido es necesario disponer de un divisor de tensión $R1/R2$ (fig. 3b).

La figura 4 representa un método para estabilizar el punto de trabajo que se aplica sólo al caso de funcionamiento del modo enriquecido. Su efecto estabilizador se basa en la realimentación de c.c. por medio de los resistores R_D y R_K. Puesto que la corriente de puerta es igual a cero, este circuito trabaja para $V_{DS} = V_{GS}$. La caída de tensión $I_D R_D$ comporta las mismas consecuencias que la caída de tensión $I_D R_S$ en el circuito representado en la figura 3a, pero puede hacerse mucho más elevada. De ese modo la estabilización es mucho mejor que la obtenida con los circuitos representados en las figuras 3a y 3b. El resistor R_K también produce realimentación de c.a., lo cual no sólo reduce la resistencia de entrada sino también la amplificación de tensión del circuito. Si se supone una resistencia de entrada infinita para el transistor de efecto de campo MOS, la resistencia de entrada del circuito será

$$R_i = \frac{v_i}{i_K} = \frac{R_K}{1 + |A|},$$

donde $|A|$ es la amplificación de tensión en el montaje de surtidor común sin realimentación.

PROTECCION DE TIRISTORES POR MEDIO DE FUSIBLES

Debido a su pequeña capacidad térmica, los dispositivos semiconductores son sensibles a sobrecargas que contengan suficiente energía para dañar la unión. Por tanto, los circuitos de potencia con dispositivos semiconductores requieren un cuidadoso diseño de los fusibles, para lograr las condiciones más económicas con adecuada protección.

1. INTRODUCCION

Hay que distinguir entre fusibles para sobrecargas cortas y fusibles para sobrecargas largas. En una sobrecarga corta, se produce un rápido transitorio de corriente de valor tan elevado que (sin fusible) se destruye el elemento semiconductor durante un semiciclo, es decir, en menos de 10 ms. En una sobrecarga larga, la corriente supera el valor límite admisible, pero no se destruye el dispositivo hasta después de 10 ms, y en algunos casos hasta después de varios segundos, o incluso minutos. La protección contra sobrecargas cortas se consigue generalmente con fusibles especiales que tienen una característica de fusión ultrarrápida. También existen fusibles adecuados para la protección contra sobrecargas largas, pero el método más habitual consiste en emplear contactores de sobrecarga de ruptura rápida. Por otra parte, también se puede conseguir una protección por medios electrónicos que impiden el disparo de los tiristores una vez producida una sobrecarga.

Se considera que un circuito tiene protección completa si ha sido diseñado con fusibles tanto para sobrecargas cortas como para sobrecargas largas. En algunos casos, esta protección puede lograrse con un solo fusible. Esto ocurre en especial en el caso de que los dispositivos semiconductores se utilicen con corrientes inferiores al valor nominal, y puedan emplearse fusibles más débiles.

2. GENERALIDADES ACERCA DE LA PROTECCION POR FUSIBLES

Construcción

El cuerpo de un fusible consta, generalmente, de un tubo de cerámica vitrificada, con coronas metálicas. Láminas anchas o lengüetas helicoidales proporcionan un buen contacto eléctrico y al mismo tiempo sirven para disipar calor. Los elementos fusibles, preferiblemente hechos de plata pura, están protegidos por un material amortiguador que proporciona una buena transferencia de calor y una rápida extinción del arco parcial que se forma al fundirse el conductor.

Los elementos fusibles, según la tensión nominal del fusible, tienen uno o más estrangulamientos uno detrás de otro, cuyo número y forma influyen mucho en la

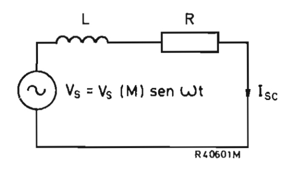


Figura 1. Circuito equivalente de una línea cortocircuitada.

característica de fusión y en la capacidad de interrupción del fusible. Esto es válido en particular para los fusibles ultrarrápidos, en los que los estrangulamientos alcanzan temperaturas relativamente altas incluso con la corriente nominal.

Característica de la corriente de cortocircuito

Para calcular la característica de corriente cuando se produce un cortocircuito, se adopta el circuito equivalente representado en la figura 1, en la cual R representa la resistencia total de la línea cortocircuitada, y L su inductancia total. La característica de corriente puede calcularse a partir de la expresión:

$$i_{sc} = I_{sc(M)} \{\sin(\omega t + \psi - \phi) - \sin(\psi - \phi) \exp(-\omega t/\tan \phi)\} \quad (1)$$

en donde i_{sc} es el valor instantáneo del transitorio de corriente de cortocircuito, $I_{sc(M)}$ es el valor de pico de la corriente transitoria de cortocircuito, y ψ es el ángulo entre la tensión cero y la aparición del cortocircuito que se toma como tiempo $t = 0$.

Normalmente, una línea en cortocircuito es fuertemente inductiva, por lo que puede suponerse un ángulo de fase igual a 90° sin gran error. Por tanto, se obtiene el máximo valor posible de la corriente de cortocircuito si el cortocircuito se produce cuando la tensión de alimentación pasa por cero. Esto puede demostrarse sustituyendo $\phi = 90°$ en la ecuación 1; si se toman para ψ los valores 0, 45, 90 y 135°, se obtienen las curvas de $i_{sc}/I_{sc(M)}$ mostradas en la figura 2.

Estas curvas muestran que el máximo valor de pico posible de $i_{sc}/I_{sc(M)}$ se presenta para $\psi = 0$, designándose por $I_{sc(M)}$máx el valor correspondiente de $I_{sc(M)}$. Diferenciando en la ecuación 1 con respecto a ωt y ψ, se demuestra que para cualquier valor de ϕ se obtiene el valor $I_{sc(M)}$máx si el cortocircuito se produce a la tensión cero, es decir, si $\psi = 0$. Para $\phi = 90°$:

$$\frac{I_{sc(M)}\text{máx}}{I_{sc(M)}} = 2.$$

Al disminuir el ángulo ϕ, el valor de la relación disminuye a 1, para $\phi = 0$.

En la figura 3, se representa la relación $I_{sc(M)}\text{máx}/I_{sc(M)}$ en función del ángulo de fase ϕ. En la práctica, se obtienen valores de 1,6 para esta relación, correspondientes a un ángulo de fase de 80° aproximadamente.

Puede apreciarse en la figura 2 que el valor de pico de la relación no está determinado por la pendiente inicial de la curva. Diferenciando la ecuación 1 con respecto a ωt, la pendiente inicial de la curva viene dada por:

$$\text{pendiente inicial} = I_{sc(M)} \cdot \frac{\sin \psi}{\sin \phi}$$

Esto demuestra que, con independencia del valor de ϕ, la máxima pendiente inicial se da para $\psi = 90°$; es decir, con la cresta de la tensión de alimentación.

En resumen, el máximo valor de pico posible de la corriente de cortocircuito $I_{sc(M)}$ se obtiene si el cortocircuito se produce cuando la tensión de alimentación pasa por cero. La máxima velocidad inicial de subida de la corriente de cortocircuito tiene lugar cuando éste se produce durante la cresta de la tensión de alimentación.

Línea cortocircuitada con fusible

Si se incorpora un fusible al circuito representado en la figura 1 y se produce un cortocircuito, el elemento fusible se fundirá tan pronto como se alcance una determinada energía, la energía de fusión. Dentro del fusible se producen dos procesos. Inicialmente el elemento fusible se funde, y el tiempo empleado en esta parte del proceso se llama tiempo de fusión. Luego se establece un arco entre los extremos del conductor fundido, cuya duración se denomina tiempo de arco. La suma de los tiempos de fusión y de arco recibe el nombre de apertura del fusible.

Tiempo de fusión

Durante un cortocircuito, la energía se aplica al fusible tan rápidamente que puede despreciarse la disipación de calor, y puede suponerse que toda la energía se emplea en fundir el elemento. Tiene especial interés el valor de la corriente cuando se alcanza la energía de fusión requerida, lo cual señala el fin del tiempo de fusión y el principio del tiempo de arco. Este valor de la corriente $I_{fu(M)}$ representa el máximo valor instantáneo posible al que el fusible limita la corriente de cortocircuito. Se supone que el cortocircuito se produce en el momento "más desfavorable"; es decir, cuando $\psi = 90°$, de modo que la subida inicial de la corriente de cortocircuito es la más brusca, el tiempo necesario para alcanzar la energía de fusión es mínimo, y por tanto el valor de pico correspondiente de la corriente debe ser máximo. Bajo estas condiciones, y suponiendo que la línea sea puramente inductiva ($\phi = 90°$), la ecuación 1 se simplifica:

$$i_{sc} = I_{sc(M)} \sin \omega t. \quad (2)$$

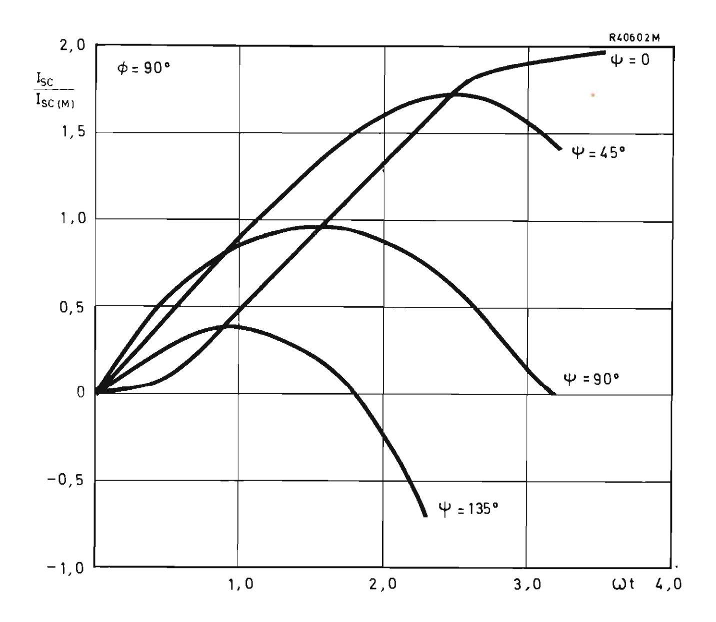


Figura 2. Características de la corriente de cortocircuito.

Esta ecuación representa un caso especial, en que $\psi = \phi$, y muestra que en dicho caso no hay transitorio, y por tanto no se produce un aumento excesivo de corriente.

A menudo el valor para el que el fusible limita la corriente de cortocircuito en el caso más desfavorable es pequeño comparado con el valor de pico $I_{sc(M)}$. Esto significa que hasta alcanzar el valor de fusión, el aumento de la corriente de cortocircuito puede considerarse lineal. La pendiente inicial se obtiene diferenciando la ecuación 2 para $t = 0$, con el resultado

$$\text{pendiente inicial} = \omega I_{sc(M)}. \tag{3}$$

El tiempo empleado por la corriente para alcanzar el valor de fusión se obtiene integrando la ecuación 3, es decir, por medio de la expresión:

$$i_{sc} = \omega I_{sc(M)} t \tag{4}$$

La energía de fusión de un fusible E_{melt} se supone constante y viene dada por:

$$E_{melt} = \int_{t_0}^{t_1} R_{fu} i_{sc}{}^2 dt = \bar{R}_{fu} \int_{t_0}^{t_1} i_{sc}{}^2 \, dt, \tag{5}$$

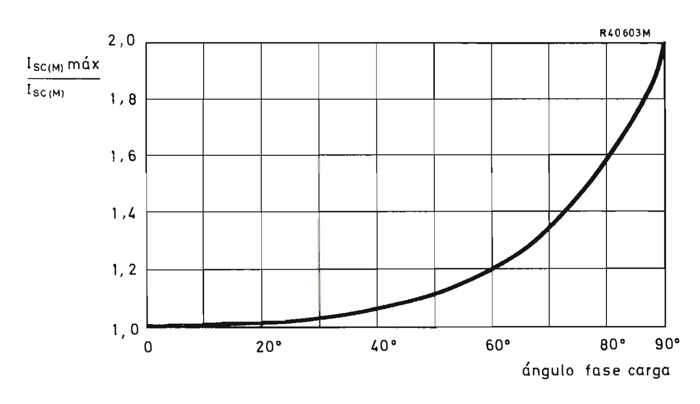


Figura 3. Relación entre el máximo valor de pico posible y el valor de pico de la corriente de cortocircuito, en función del ángulo de fase de la carga.

en donde R_{fu} es la resistencia del elemento fusible y $\bar{R}_{fu}$ el valor medio, t_0 es el tiempo en el que se produce el cortocircuito (generalmente se toma igual a cero), y t_1 el tiempo en el que se funde el fusible.

Si la energía de fusión y $\bar{R}_{fu}$ se combinan formando una constante K, la ecuación 5 se convierte en:

$$K = \int_{t_0}^{t_1} i_{sc}^2 \, dt. \qquad (6)$$

Esta integral se conoce bajo el nombre de valor $I^2 t$ de fusión del fusible.

Si en la ecuación 6 se sustituye i_{sc} por la expresión de la ecuación 4 y se calcula la integral:

$$K = \frac{\omega^2 I_{sc(M)}^2 \, t_1^3}{3},$$

(ya que $t_0 = 0$), con lo que puede obtenerse el tiempo de fusión t_1:

$$t_1 = \left[\frac{3K}{\omega^2 I_{sc(M)}^2} \right]^{\frac{1}{3}}$$

y el valor de pico de la corriente de fusión es:

$$I_{fu(M)} = [3K\omega I_{sc(M)}]^{\frac{1}{3}}. \qquad (7)$$

La ecuación 7 muestra la relación entre un fusible dado (caracterizado por su constante de fusión K) y el valor $I_{fu(M)}$ al que el fusible limita la corriente de cortocircuito. Para facilitar la elección de los fusibles adecuados, los datos publicados por los fabricantes indican, para cada tipo de fusible, la corriente de fusión en función del valor eficaz de la corriente de cortocircuito.

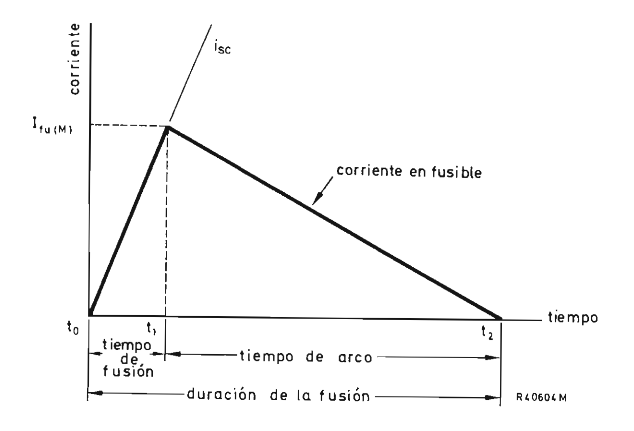


Figura 4. Corriente de cortocircuito a través de un fusible al fundirse.

Los cálculos precedentes se han basado en la hipótesis de que la corriente de fusión es pequeña comparada con el valor de pico de la corriente de cortocircuito. Normalmente esta condición se cumple, aunque pueden darse casos en los que la diferencia entre los valores de ambas corrientes sea pequeña. Entonces ya no puede suponerse que la corriente aumenta linealmente hasta el valor de fusión. El hecho de que la máxima pendiente inicial de subida se dé para $\psi = 90°$ ya no es significativo, y es la máxima velocidad media de aumento de la corriente transitoria de cortocircuito la que determina el valor de la corriente de fusión. El caso "más desfavorable" de un cortocircuito se desplaza de $\psi = 90°$ a un valor algo más bajo.

Tiempo de arco

Tan pronto como se aplica la energía suficiente a un fusible, éste se funde. El proceso de fusión empieza en los estrangulamientos y el arco generado calcina el material. La resistencia de la espiral calcinada que se forma aumenta muy rápidamente y en pocos milisegundos ha alcanzado ya un valor tan elevado que la corriente se hace prácticamente igual a cero, y el circuito se interrumpe.

La figura 4 presenta una representación idealizada del flujo de corriente a través de un fusible. El tiempo de apertura del fusible (t_2-t_0) sólo puede determinarse experimentalmente, ya que depende de la construcción del fusible y de los valores nominales del circuito (en particular la tensión aplicada). Lo mismo es válido para el área abarcada por la curva que representa la integral de corte durante el tiempo comprendido entre t_1 y t_2.

Durante el tiempo de fusión t_0 a t_1, se almacena energía magnética en la inductancia del transformador de alimentación o generador de entrada, y las conexiones. La energía magnética total E_{mag} en el instante t_1 es:

$$E_{mag} = \tfrac{1}{2} L I_{fu(M)}^2,$$

en donde L, inductancia total del circuito, se considera independiente de la corriente y, por tanto, constante. El arco sólo puede extinguirse cuando se ha disipado la energía magnética, en forma de calor y luz en el mismo arco, o bien ha sido devuelta a la red. El valor de la energía magnética depende de la inductancia y del cuadrado de la corriente de fusión, mientras que el tiempo necesario para disipar esta energía depende de la resistencia de los elementos inductivos y de la tensión de alimentación, tanto como de la inductancia y de la corriente de fusión.

Durante el proceso de disipación, se crea una tensión en la inductancia debido a la variación de corriente. Por tanto, la tensión en bornes del fusible es igual a la diferencia entre la tensión de alimentación y la tensión generada por la inductancia. Incluso si la tensión de alimentación es igual a cero o negativa, puede mantenerse el arco mediante la tensión procedente de la inductancia.

Por analogía con la ecuación 6, puede calcularse una integral de la corriente de arco sobre el tiempo de arco del fusible, para obtener el valor I^2t de extinción del fusible. Al contrario del valor I^2t de fusión, el valor I^2t de extinción no es constante sino que depende de un cierto número de factores.

La suma de los valores I^2t de fusión y de extinción da el valor I^2t total del fusible. Este valor es una importante característica del fusible. Depende de la máxima corriente de cortocircuito posible y de la tensión del circuito en el cual se coloca el fusible; se puede conocer por las hojas de características del fusible.

3. CARACTERISTICAS DEL FUSIBLE

Corriente nominal

Hay dos métodos para determinar el valor de la corriente de una determinada instalación sobre el cual se ha de basar la elección del fusible. Estos métodos son: elección de un fusible adecuado a la corriente de trabajo y elección del fusible adecuado a los tiristores o diodos rectificadores.

Cuando se elige el fusible de acuerdo con la corriente de trabajo, se adopta el valor eficaz de la corriente que atraviesa el fusible en funcionamiento normal. Cuando se elige el fusible de acuerdo con el tiristor, se adopta el valor correspondiente al valor nominal de la corriente eficaz del tiristor, el cual se halla en las hojas de características.

Tensión nominal

Cada fusible tiene una tensión nominal indicada por el fabricante. Esa tensión se refiere siempre a una tensión alterna, a veces al valor de pico, pero normalmente al valor eficaz. Al elegir un fusible hay que asegurarse de que su tensión nominal es igual o superior a la tensión de trabajo.

Cuando se utilizan fusibles en circuitos de corriente continua, la tensión de trabajo debe ser inferior en cierto valor a la tensión nominal del fusible. Los fabricantes dan indicaciones para esta adaptación; en la tabla 1 presentamos algunos valores típicos.

Tabla 1. Adaptación de fusibles para aplicaciones de c.c.

Tensión nominal (para funcionamiento en c.a.)	Máxima tensión (para funcionamiento én c.c.)
150	115
300	200
450	200
1000	400
2000	1250
3000	1500

Corriente de pico de fusión

La corriente de pico de fusión $I_{fu(M)}$ representa el máximo valor posible al que el fusible limita la corriente de cortocircuito. No puede darse ningún valor definido de $I_{fu(M)}$ para cada tipo de fusible en particular, ya que depende mucho de la máxima corriente de cortocircuito posible en la instalación. Una vez determinado el valor de dicha corriente, para una determinada instalación, puede deducirse el valor correspondiente de $I_{fu(M)}$ a partir de los datos del fabricante.

El valor de $I_{fu(M)}$ debe compararse con la corriente transitoria nominal de los tiristores. Puesto que la característica de la corriente de fusión es aproximadamente un triángulo de altura $I_{fu(M)}$ (como se ve en la fig. 4), y en cambio la corriente nominal transitoria es el pico de una semisinusoide, no es posible una comparación directa. No obstante, se ha encontrado en la práctica que la corriente transitoria nominal de los tiristores y diodos se respeta si el valor $I_{fu(M)}$ del fusible es igual o inferior a 1,4 veces el valor nominal de I_{TSM} de los tiristores, o de I_{FSM} en el caso de diodos rectificadores.

Cuando los tiristores o diodos de una determinada instalación se alimentan por el secundario de un transformador, hay que conocer la corriente secundaria nominal y la impedancia del transformador antes de poder calcular la corriente de cortocircuito. Si estos valores no son conocidos no pueden ser calculados a partir de las características del transformador, deben determinarse experimentalmente.

Cuando se conocen la corriente nominal del secundario y la impedancia del transformador, el valor eficaz de la corriente de cortocircuito puede calcularse a partir de:

$$I_{sc(r.m.s.)} = I_{sec(r.m.s.)} \cdot \frac{100}{Z_{pc}},$$

en donde $I_{sec(ef.)}$ es el valor eficaz de la corriente nominal del secundario del transformador y Z_{pc} es la impedancia proporcional del transformador.

El valor de pico de la corriente de cortocircuito es:

$$I_{sc(M)} = \sqrt{2} \cdot I_{sc(r.m.s.)},$$

y el valor más desfavorable que se da en la práctica es:

$$I_{sc(M)}\text{máx} = 1{,}6 \times \sqrt{2} \cdot I_{sc(r.m.s.)},$$

como se indicó en el apartado 2.

Valor I^2t

El valor I^2t de cada tipo particular de fusible sólo puede hallarse para una determinada instalación a partir de los datos del fabricante. El valor I^2t del fusible debe ser inferior al I^2t nominal del tiristor o diodo que haya de proteger.

Característica de tiempo del fusible (corriente/tiempo)

La característica de tiempo del fusible sólo es válida en la región de sobrecarga, es decir, con tiempos iguales o superiores a 10 ms. Con esta característica puede obtenerse el tiempo transcurrido entre la aparición de la sobrecarga y la interrupción del fusible. Esta característica se basa en la suposición de que inicialmente el fusible soporta la corriente nominal antes de que aparezca la sobrecarga. Si se hacen los cálculos suponiendo que inicialmente el fusible no soporta corriente, se obtiene una característica diferente.

Existe protección contra sobrecargas si la característica de tiempo del fusible, en todo el margen de sobrecarga, es inferior a la correspondiente característica de corriente límite del tiristor o diodo.

Capacidad nominal de interrupción

La capacidad nominal de interrupción de un fusible se especifica por un valor de corriente, o por un valor de salida. Normalmente, la corriente nominal de interrupción es el valor eficaz de la máxima corriente de cortocircuito admisible $I_{sc(ef.)}$, pero en casos excepcionales se usa en su lugar el valor de pico $I_{sc(M)}$máx.

El fusible actuará satisfactoriamente cuando la capacidad nominal de interrupción sea más alta que el correspondiente valor de la instalación.

Tensión de arco

Cuando funde el fusible puede producirse una tensión de arco y se ha de vigilar que la máxima tensión de arco posible no exceda la máxima tensión inversa admisible del tiristor o diodo. La máxima tensión de arco posible depende de la tensión de trabajo (la figura 5 presenta un ejemplo) y puede obtenerse de los datos del fabricante para cada tipo de fusible.

4. CARACTERISTICAS DE LOS TIRISTORES QUE DETERMINAN LA SELECCION DE UN FUSIBLE

Corriente nominal

Para elegir un fusible, como se ha indicado ya, debe conocerse la corriente eficaz de la instalación, o la de los tiristores. La mayoría de los tiristores tienen una corriente eficaz máxima especificada en las hojas de características, que normalmente es válida con un gran margen de factores de forma, o bien puede calcularse el valor eficaz a partir del valor medio dado. Cuando se elige un fusible partiendo de la máxima corriente eficaz de una instalación, es necesario conocer el factor de forma. La tabla 2 indica los factores de forma de los montajes usados más habitualmente.

Valor I^2t

El valor I^2t es una medida de la capacidad térmica del elemento semiconductor y se especifica generalmente. Como la influencia de la disipación de calor para tiempos inferiores a 10 ms es pequeña, es suficiente dar

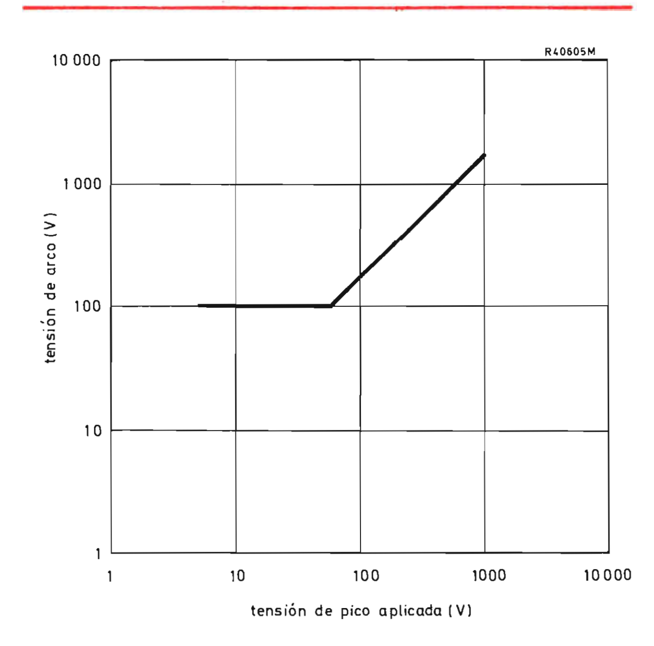


Figura 5. Dependencia de la tensión de arco en un cortocircuito con respecto al pico de tensión aplicada, en el caso de un fusible de 1000 V nominales.

Tabla 2. Factores de forma

montaje	factor de forma*
media onda	1,57
puente	1,57
media onda bifásica	1,57
puente trifásico	1,73
media onda trifásico	1,76
doble estrella con transformador interfase	1,76
media onda trifásico	2,45

*El factor de forma sirve para convertir la corriente media en corriente eficaz; es decir, $I_{o(ef.)}$ = factor de forma × $I_{o(AV)}$

un valor I^2t, referido generalmente a un tiempo de 10 ms. Este es un valor mínimo y, al aumentar el tiempo, aumenta algo el valor I^2t.

Para que la protección contra cortocircuitos sea adecuada, el valor I^2t del fusible debe ser inferior al del elemento semiconductor.

Curva característica de corriente transitoria

La característica de corriente transitoria abarca normalmente de 1 ms a 1 s. En el intervalo 1 a 10 ms, es normal utilizar el valor I^2t para el cálculo. Incluso después de que el tiristor o diodo haya sido protegido contra cortocircuitos, puede suceder que la curva característica de corriente transitoria sea inferior a la del fusible en el intervalo, por ejemplo, de 30 ms a 1 s. En esta zona puede ser más conveniente limitar la corriente por otros métodos.

Puede verse, pues, que el fusible está previsto primariamente para proteger contra cortocircuitos de una duración inferior a 10 ms. Si se requiere del fusible que proteja en todas las circunstancias, la característica corriente/tiempo del fusible ha de ser inferior a la del tiristor.

Máxima corriente transitoria

Uno de los límites máximos absolutos de los tiristores y diodos es la máxima corriente transitoria I_{TSM} o I_{FSM}. Este es el valor de pico de una sola semisinusoide de 50 Hz, cuando el dispositivo se encuentra en condiciones especificadas. Se ha encontrado en la práctica que se obtendrá una protección contra cortocircuitos si el valor $I_{fu(M)}$ es igual o inferior a 1,4 veces el valor I_{TSM} nominal del tiristor, o el I_{FSM} nominal del diodo. No obstante, esto puede dar un valor con margen de seguridad y los cálculos basados en el valor I^2t han demostrado ser satisfactorios.

Tensión inversa transitoria

El máximo pico no repetitivo de tensión inversa V_{RSM} asignado a la mayoría de tiristores y diodos debe mantenerse sólo durante intervalos muy cortos. En dispositivos semiconductores de avalancha controlada, puede sobrepasarse la tensión de ruptura. Los cálculos de este problema suponen complicadas consideraciones que exceden los límites de este artículo. Baste decir que la tensión de arco no debe exceder el pico no repetitivo de tensión inversa del tiristor o diodo.

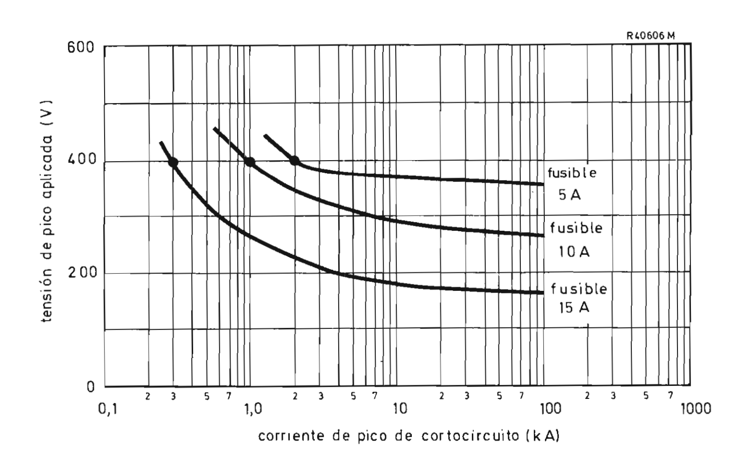


Figura 6. Relación entre el pico de corriente de cortocircuito y el pico de tensión aplicada para fusibles de diferentes especificaciones.

5. METODO PARA SELECCIONAR FUSIBLES

Se ha indicado ya anteriormente que el valor I^2t de un fusible varía con la tensión aplicada y el valor de pico de la corriente de cortocircuito. Las hojas de características de los tiristores o diodos especifican normalmente el valor de I^2t para 10 ms. Utilizando los datos del fabricante del fusible para un valor dado de I^2t, es posible dibujar una curva de la tensión aplicada en función de la corriente de cortocircuito, para varios tipos de fusible.

Como ejemplo del empleo de estas curvas, considérese un puente rectificador que funciona con una tensión de alimentación monofásica de 220 V, tomando una corriente de alimentación de 12 A. La corriente eficaz $I_{F(ef.)}$ vale 9 A para cada rectificador. Se adopta 350 V como pico de tensión aplicada para disponer de un factor de seguridad. Según las curvas de la figura 6, si se elige el fusible de 15 A para la línea de alimentación, la corriente de pico debe limitarse a 400 A para disponer de protección contra cortocircuitos. Si esta regulación es inaceptable, deberá usarse el fusible de 10 A en serie con cada rectificador. La corriente de cortocircuito debe entonces limitarse a 2000 A, con mejor regulación.

Todavía será necesario asegurarse de que la tensión de arco del fusible es menor que el pico no repetitivo de tensión inversa de los rectificadores, pero las curvas de la figura 6 simplifican los cálculos de la protección por fusibles.

PREAMPLIFICADOR PARA DETECTOR DE RADIACION

Los detectores de estado sólido presentan una serie de ventajas, pero exigen un sistema de amplificación de alta ganancia. La utilización de transistores de efecto de campo en el circuito preamplificador resuelve este problema.

La radiación que incide en los detectores de radiación de estado sólido libera pares electrón-hueco en la capa de vaciado de una unión PN polarizada en sentido inverso. El campo eléctrico generado por la tensión polarizada hace salir a los portadores de carga de la capa de vaciado, y la carga, que es proporcional a la energía de la radiación incidente, es aplicada a la entrada del preamplificador. La tensión de salida del preamplificador es proporcional a la carga de entrada y, por consiguiente, a la energía de la radiación incidente.

Estos detectores presentan varias ventajas en relación con los tipos convencionales de detectores de radiación; por ejemplo, la resolución de un detector de estado sólido es aproximadamente diez veces mejor que la de un contador de centelleo. Sin embargo, la señal de entrada del detector de estado sólido es mucho más pequeña que la que se obtiene de otros tipos de detector. (La sensibilidad de algunos detectores de radiación expresada en culombios por electrón-voltio es: detector de silicio $0{,}42 \times 10^{-19}$ C/eV; detector de germanio $0{,}55 \times 10^{-19}$ C/eV; detector de gas $0{,}53 \times 10^{-17}$ C/eV; detector de centelleo $0{,}53 \times 10^{-15}$ C/eV.) Por eso se ha de emplear un sistema de amplificación de alta ganancia junto con dicho detector de estado sólido.

La resolución y estabilidad del circuito electrónico asociado a un detector de radiación de estado sólido desempeñan una importante función en el rendimiento del sistema de medición de energía, y por tanto es esencial una amplificación de bajo ruido.

La figura 1 presenta un esquema de bloques de los circuitos asociados a un detector de estado sólido. La señal amplificada se aplica a un analizador de impulsos que clasifica los impulsos recibidos en una serie de canales cada uno de los cuales corresponde a un estrecho

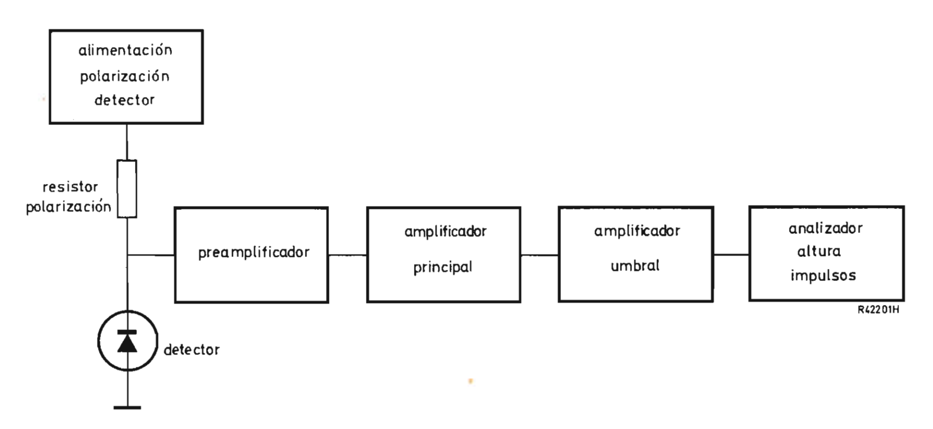


Figura 1. Esquema de bloques de un detector de radiación.

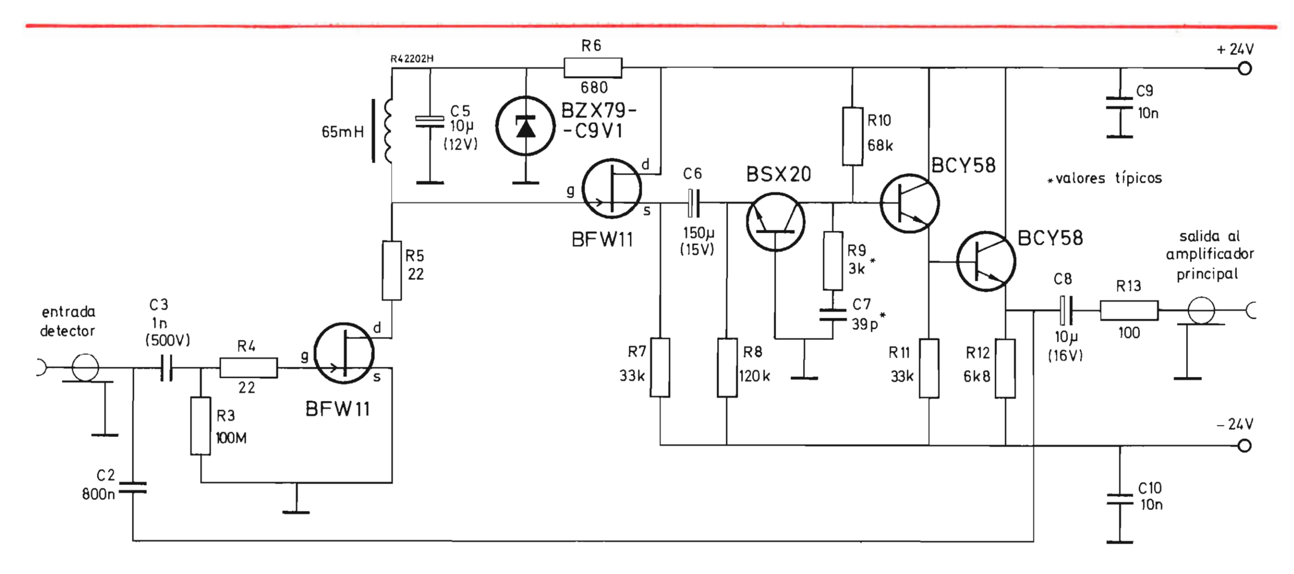


Figura 2. Preamplificador con transistores de efecto de campo para detector de barrera superficial de silicio.

margen de energía. Puede incluirse un amplificador de umbral a fin de reducir el número de canales necesarios para radiación de alta energía.

La figura 2 representa un circuito de preamplificador de alta ganancia con transistores de efecto de campo BFW11 en la parte sensible a la carga eléctrica. La realimentación capacitiva asegura que una gran carga capacitiva esté presente en el detector para minimizar los efectos de las variaciones en la capacidad del conexionado y del detector. La capacidad de entrada activa del preamplificador es aproximadamente igual al producto de la capacidad de realimentación por el lazo de ganancia, y su ganancia de conversión (la relación entre la amplitud de tensión de salida y la carga de entrada) es aproximadamente igual al recíproco de la capacidad de realimentación activa. La constante de tiempo de atenuación de la parte sensible a carga eléctrica se mantiene pequeña para evitar la pérdida de la resolución para altas velocidades de cómputo debidas al apilamiento de impulsos.

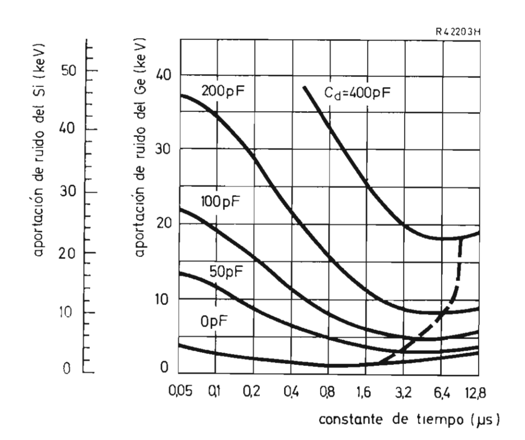


Figura 3. Aportación de ruido del preamplificador en función de la capacidad del detector y de la constante de tiempo del amplificador.

Los demás transistores constituyen un amplificador de tensión convencional; el elevado valor de realimentación asegura alta estabilidad durante largos períodos de medida. El preamplificador puede combinarse con un amplificador principal cuya impedancia de entrada sea de 100 Ω o mayor.

El preamplificador convierte en una tensión la carga liberada en el detector; su sensibilidad viene expresada o bien en términos de la salida del detector (voltios por culombio) o en términos de la energía de la radiación incidente (voltios por keV). La salida del preamplificador es aplicada entonces al amplificador principal. Puesto que el ruido generado por el preamplificador depende de la constante de tiempo del amplificador principal, los elementos limitadores del ancho de banda, tales como las redes de diferenciación y de integración, en el amplificador principal están diseñadas para minimizar la aportación de ruido del sistema de amplificación.

La figura 3 muestra la aportación de ruido del preamplificador expresada como una carga de ruido equivalente en keV, en función de la capacidad del detector y de la constante de tiempo del amplificador principal. Dado que el valor de la carga liberada en el detector por una radiación dada depende del material con el cual está hecho el detector, la aportación de ruido se especifica por separado para los detectores de silicio y de germanio. La mínima aportación de ruido del preamplificador se indica con la línea de puntos.

AMPLIFICADOR DE GANANCIA UNIDAD DE C.C. A 100 MHZ

La utilización del transistor de efecto de campo en la entrada de un amplificador de ganancia unidad de c.c. a 100 MHz reporta una serie de interesantes ventajas que a continuación examinamos.

El amplificador descrito se ha desarrollado especialmente para ser utilizado como amplificador de punta de prueba o sonda en osciloscopios o amplificadores similares en los que una baja desviación de tensión de c.c. es de máxima importancia. Para ello se emplean dos transistores de efecto de campo equilibrados en la etapa de entrada. Otras de las interesantes propiedades de este amplificador de ganancia unidad son:

- la impedancia de entrada a 25°C comprende una parte resistiva $> 10^9$ Ω en paralelo con una parte capacitiva < 4 pF;
- la tensión offset es ajustable a cero;
- el ancho de banda es superior a 100 MHz (–3 dB) para una impedancia de carga de 50 Ω;
- distorsión no lineal inferior al 5 % para tensiones de entrada de hasta 0,5 V;
- impedancia de salida típica de 10 Ω.

La figura 1 representa el circuito simplificado de la etapa de entrada. La corriente de surtidor ($TR2$, $R2$) determina la corriente que atraviesa los transistores de efecto de campo ($TR1$, $TR2$).

De ahí que:

$$I_D \cdot R_2 = -V_{GS2} = -V_{GS1} \text{ (a } I_{out} = 0).$$

Así, para $R1 = R2$,

$$I_D R_2 = I_D R_1 \quad \text{e} \quad I_D R_1 + V_{GS1} = 0.$$

Esto significa que el nivel de c.c. en la salida equivale al de entrada.

La impedancia de salida de la etapa de entrada se halla sumando la resistencia de salida de $TR1$ a $R1$, es decir, 300 Ω + 200 Ω = 500 Ω.

La figura 2a representa el circuito del amplificador completo. El seguidor de emisor $TR3$ (BFY90) está conectado a la primera etapa para reducir la impedancia de salida a unos 10 Ω. Para hacer que $I_D R1$ sea igual a $I_D R2$, la corriente de base de $TR3$ ha de ser despreciable con relación a I_D, condición que se cumple si $h_{fe\ TR3} >$ > 80. Con ayuda de $R3$ la tensión de V_{BE} de $TR3$ se hace igual a la tensión del diodo $D1$ de modo que la deriva térmica de $TR3$ se compensa por la de $D1$, lo cual difícilmente afecta a la tensión offset total. El condensador C se puede ajustar para obtener la mejor característica de frecuencia posible.

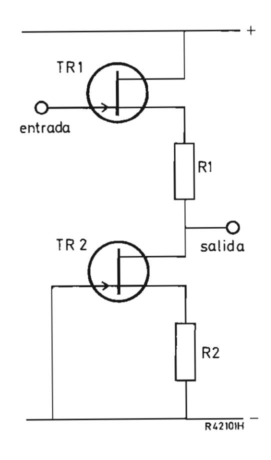


Figura 1. Circuito de la etapa de entrada.

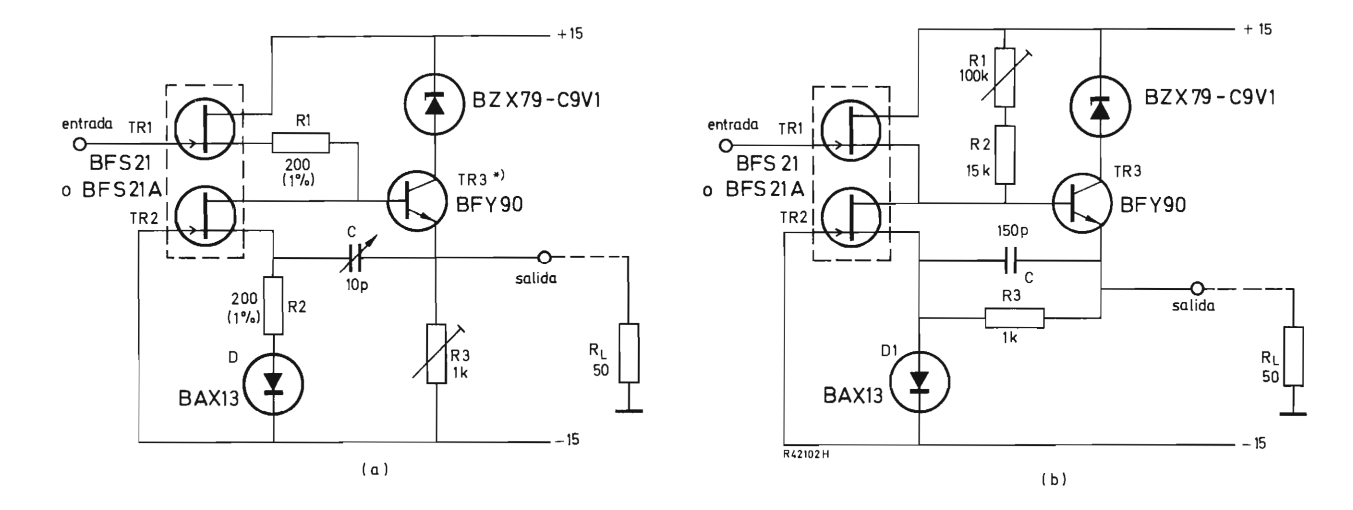


Figura 2. a) Circuito del amplificador completo. BFY90 con $h_{fe} > 80$ de modo que su corriente de base es despreciable en relación con la corriente de drenador de los transistores de efecto de campo. b) Circuito modificado del amplificador completo para utilizar con un BFY90 sin seleccionar.

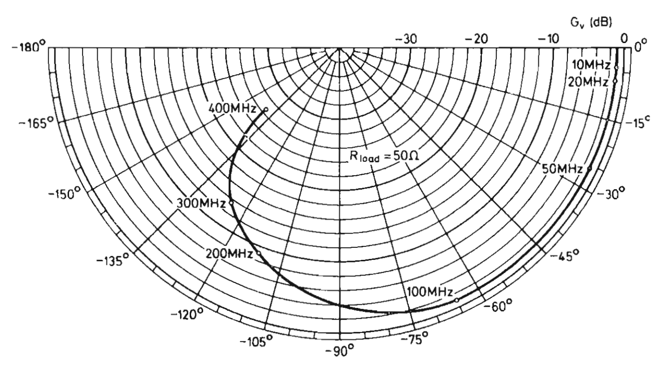


Figura 3. Diagrama polar de la ganancia y ángulo de fase en función de la frecuencia a una impedancia de carga de 50 Ω para el circuito representado en la figura 2a.

La figura 2b representa otro circuito del amplificador en el cual se puede utilizar un BFY90 cualquiera. En este caso la corriente de base de *TR*3 es suministrada a través de *R*1, *R*2 (la tensión offset puede hacerse igual a cero mediante ajuste de *R*1). Por otra parte, *R*1 y *R*2 de la figura 2a se han hecho igual a cero a fin de obtener una baja impedancia de salida de la etapa de entrada; la corriente de emisor de *TR*3 pasa a través de *D*1 para mejorar el equilibrio entre V_{BE} y V_D.

El diagrama de frecuencia polar de la figura 3 muestra la ganancia y el ángulo de fase del amplificador representado en la figura 2a en función de la frecuencia para una impedancia de carga de 50 Ω. Al aumentar la impedancia de carga a 100 Ω, la ganancia se mantendrá en la unidad (0 dB) hasta 200 MHz.

PREAMPLIFICADOR PARA CAMARA DE TV

La señal de salida de un tubo de cámara de televisión ha de ser amplificada con el menor ruido posible. Puesto que la impedancia de salida del tubo de cámara es muy alta, no pueden emplearse transistores bipolares en la etapa de entrada del amplificador. En cambio, los transistores de unión de efecto de campo proporcionan una relación señal-ruido muy buena.

El circuito que describimos se desarrolló para un tubo de cámara de Plumbicon 55875. La salida de este tubo puede representarse por un generador de corriente de señal I_S en paralelo con un condensador C_p (12 pF aproximadamente) (fig. 1a). La tensión en C_p es inversamente proporcional a la frecuencia, en tanto que la salida del amplificador ha de ser independiente de la frecuencia.

La respuesta de frecuencia plana se obtiene aplicando realimentación de corriente como se representa en la figura 1b. En este caso se supone que la ganancia de tensión del amplificador es alta, $V_o = I_s R_f$. Sin embargo, para frecuencias superiores a 0,5 MHz la ganancia de tensión empieza a disminuir, por lo cual se mejora la respuesta de alta frecuencia mediante un desacoplamiento parcial del lazo de realimentación tal como se representa en la figura 2.

A fin de satisfacer la relación señal-ruido se utilizan transistores de efecto de campo en la primera etapa, puesto que producen menos ruido que los transistores bipolares si trabajan con una capacidad del orden de C_p. Sin embargo, para conseguir la plena ventaja del menor ruido es necesario emplear dos transistores de efecto de campo en un montaje en cascodo. Con un único transistor de efecto de campo en la etapa de entrada la capacidad Miller reduce la ganancia para altas frecuencias y la aportación de ruido en la segunda etapa resulta demasiado elevada. Un montaje en cascodo de un transistor bipolar y otro de efecto de campo también produce demasiado ruido; las mejores características se obtienen con dos transistores de efecto de campo en montaje en cascodo, y entonces la relación señal-ruido del amplificador viene determinada principalmente por el ruido de la etapa de entrada.

La figura 3 representa un circuito completo del preamplificador. Se eligió el transistor BSV79 para la etapa de entrada debido a que su capacidad de entrada es óptima para mínimo ruido ($C_{is} = C_p$), mientras que su relación g_{fs}/C_{is} es similar a la de otros tipos de transistores de efecto de campo. En este circuito la tensión de colector del transistor de salida $TR5$ se ha de ajustar a 28 V

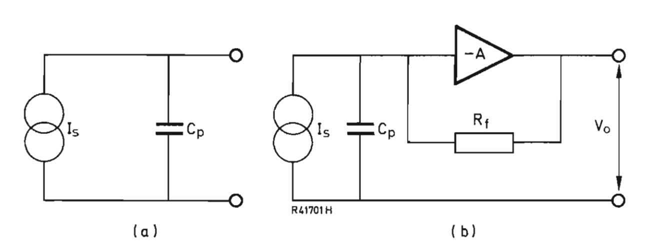


Figura 1. a) Circuito equivalente de la salida del tubo Plumbicón. b) Preamplificador de cámara con realimentación aplicada.

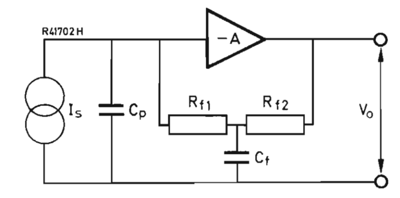


Figura 2. Lazo de realimentación del preamplificador parcialmente desacoplado.

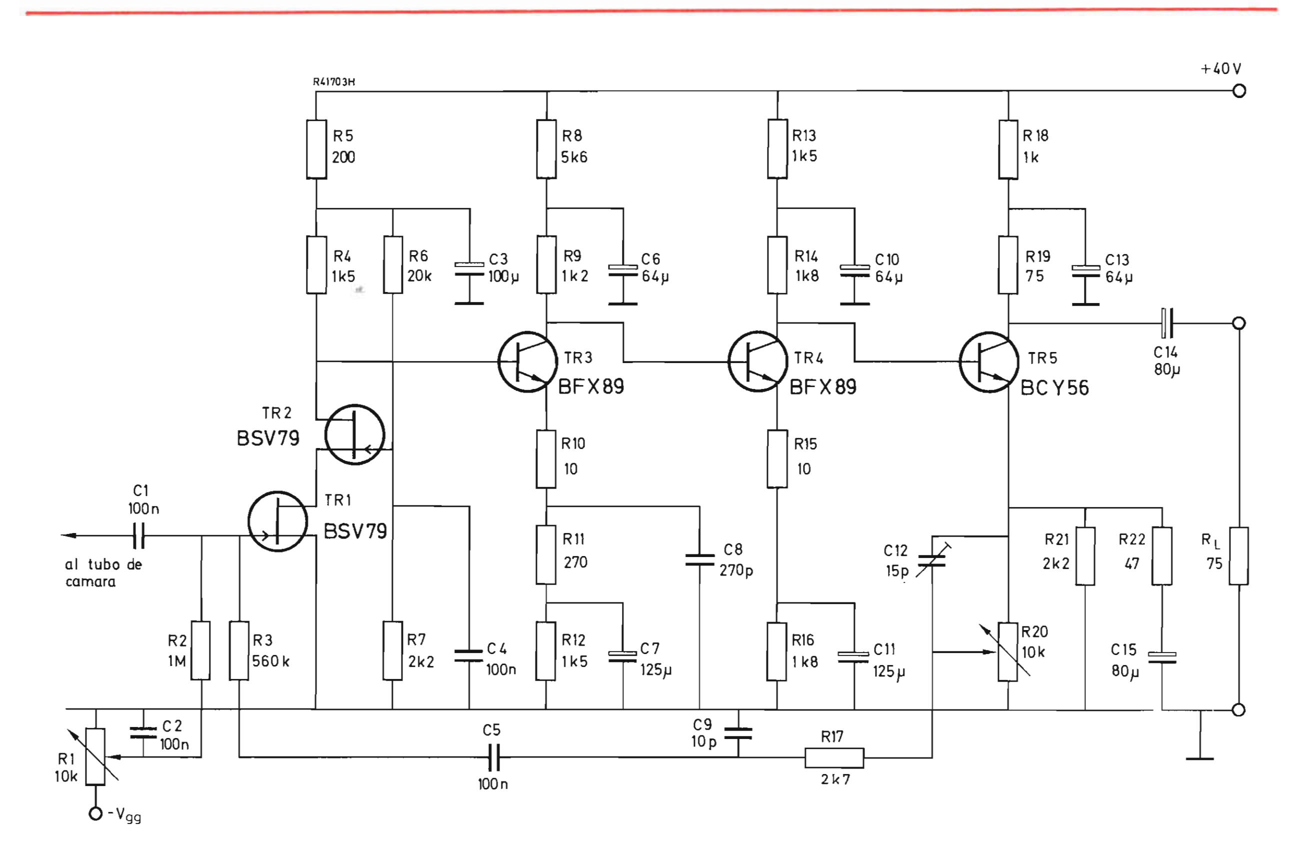


Figura 3. Preamplificador de cámara con transistores de efecto de campo BSV79 en la etapa de entrada.

por medio del potenciómetro $R1$, a fin de evitar el recorte de la forma de onda de salida para máxima amplitud de señal. La corriente de drenador de los transistores de efecto de campo es, entonces, de 18 mA aproximadamente. La ganancia de tensión se ajusta con el potenciómetro $R20$, y la respuesta de frecuencia con el condensador de preajuste $C12$.

TABLA

Algunas características del preamplificador representado en la figura 3

Impedancia de transferencia directa V_o/I_s (margen de frecuencia 40 Hz a 5,5 MHz, $R_L = 75\ \Omega$):	1×10^6 V/A
Impedancia de salida:	75 Ω
Relación señal-ruido (relación entre la tensión de salida pico a pico y la tensión de ruido eficaz total para I_s = = 300 nA –pico a pico–, en un margen de frecuencia de 40 Hz a 5,5 MHz):	aprox. 46 dB

Figura 4. Tensión de ruido en la salida eficaz en función de la frecuencia.

En la tabla se resumen algunas características del preamplificador representado en la figura 3. El valor eficaz de la tensión de ruido en la salida del preamplificador en función de la frecuencia se representa en la figura 4.

TRIMMERS

trimmers miniatura con dieléctrico plástico

Hemos introducido una serie de trimmers nuevos que, por sus excelentes características eléctricas, resultan muy útiles y adecuados para su montaje en circuitos impresos, especialmente para aparatos de radio, televisión y equipos industriales de tipo miniatura. Se construyen en una base plástica, y el material dieléctrico proporciona un elevado grado de estabilidad. Se ajustan por medio de un tornillo situado en la parte superior. Los terminales se adaptan a una rejilla de 2,54 milímetros.



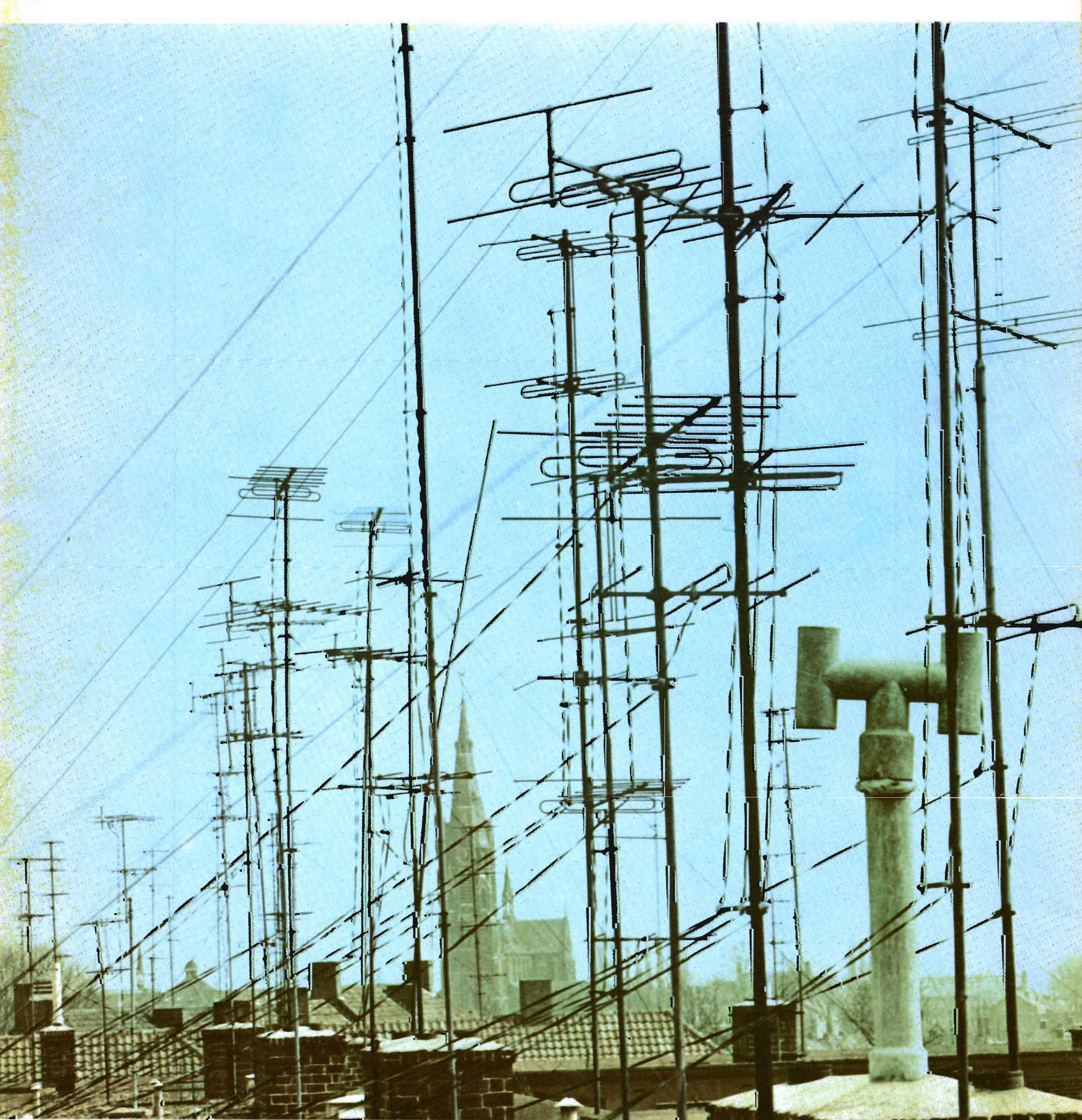
CARACTERISTICAS

Tensión nominal	100 V_{cc}
Margen de temperatura tolerable	−40 a +70 °C
Resistencia de aislamiento mín.	10 000 MΩ

	Número de catálogo 2222 808						
	00014	00004	00005	00006	91503 01025	01001 01026	
		00011	00012	00013	91504 01027	01004 01028	
Capacidad máxima Capacidad mínima	⩾ 3,5 ⩽ 1,2	⩾ 5,5 ⩽ 1,4	⩾ 10 ⩽ 2	⩾ 22 ⩽ 2	⩾ 40 ⩽ 5,5	⩾ 65 ⩽ 5,5	pF pF
Coeficiente temperatura	−550 ±250	−750 ±300	−200 ±300	−350 ±250	−400 ±300	−200 ±300	‰/°C
Amortiguamiento mínimo en paralelo a 1,0 MHz	10	10	3	3	3	3	MΩ
Par de trabajo	0,1 - 1,5	0,1 - 1,5	0,1 - 1,5	0,1 - 0,5	0,2 - 2,5	0,2 - 2,5	Ncm
Variación máx. capacidad con una carga axial de 2 N	0,02	0,05	0,1	0,1	0,2	0,3	pF
Peso	0,7	0,7	0,7	0,8	1,2	1,3	g
Color de la base	azul	gris	amarillo	verde	gris	amarillo	

REVISTA *Miniwatt*

Vol. 12-Núm. 4 ABRIL 1973 25 Ptas.



DATA HANDBOOK SYSTEM

Colección de manuales en los que se publican datos y características completas de válvulas y tubos electrónicos, semiconductores y circuitos integrados, y componentes y materiales (texto en inglés). A continuación se indica el contenido de cada uno de estos volúmenes.

Precio de cada volumen: 250 Ptas.

ELECTRON TUBES

Part 1
Transmitting tubes (Tetrodes, Pentodes)

Part 2
Tubes for microwave equipment

Part 3
Special Quality tubes

Part 4
Receiving tubes

Part 5
Cathode-ray tubes
Photo tubes
Camera tubes

Part 6
Photomultipliers tubes
Channel electron multipliers
Scintillators
Photoscintillators
Radiation counter tubes
Semiconductor radiation detectors
Neutron generator tubes
Photo diodes

Part 7
Voltage stabilizing and reference tubes
Counter, selector, and indicator tubes
Trigger tubes
Switching diodes
Thyratrons
Ignitrons
Industrial rectifying tubes
High-voltage rectifying tubes

Part 8
T. V. Picture tubes

Part 9
Transmitting tubes (Triodes)
Tubes for R. F. heating (Triodes)

SEMICONDUCTORS AND INTEGRATED CIRCUITS

Part 1 Diodes and Thyristors
General
Signal diodes
Variable capacitance diodes
Voltage regulator diodes
Rectifier diodes
Thyristors, diacs, triacs
Rectifier stacks
Heatsinks

Part 2 Low frequency; Deflection
General
Low frequency transistors (low power)
Low frequency power transistors
Deflection transistors

Part 3 High frequency; Switching
General
High frequency transistors
Switching transistors

Part 4 Special types
General
Transmitting transistors
Microwave devices
Field effect transistors
Dual transistors
Microminiature devices for thick- and thin- film circuits
Photoconductive devices
Photodiodes
Phototransistors
Light emitting diodes
Infra-red sensitive devices

Part 5 Linear Integrated Circuits
General

Part 6 Digital integrated circuits
General
DTL (FC family) TTL (GJ family)
DTL/HNIL (FZ family) CML (GH family)
TTL (FJ family) MOS (FD family)

COMPONENTS AND MATERIALS

Part 1 Circuit Blocks, Input/Output Devices, Electro-mechanical Components, Peripheral Devices
Circuit blocks 40-Series
Counter modules 50-Series
Norbits 60-Series, 61-Series
Circuit blocks 90-Series
Input/output devices
Electro-mechanical components
Peripheral devices

Part 2 Resistors, Capacitors
Fixed resistors
Variable resistors
Non-linear resistors
Ceramic capacitors
Paper capacitors and film capacitors
Electrolytic capacitors
Variable capacitors

Part 3 Radio, Audio, Television
FM tuners
Coil assemblies
Piezoelectric ceramic resonators and filters
Loudspeakers
Audio and mains transformers
Television tuners, aerial input assemblies
Components for black and white television
Components for colour television
Deflection assemblies for camera tubes

Part 4 Magnetic Materials, Piezoelectric Ceramics
Ferrites for radio, audio and television
Small coils, assemblies and assembling parts
Ferroxcube potcores and square cores
Ferroxcube transformers cores
Piezoxide
Permanent magnet materials

Part 5 Memory Products, Magnetic Heads, Quartz Crystals, Microwave Devices, Variable Transformers
Ferrite memory cores
Matrix planes, matrix stacks
Complete memories
Magnetic heads
Quartz crystal units, crystal filters
Isolators, circulators
Variable mains transformers

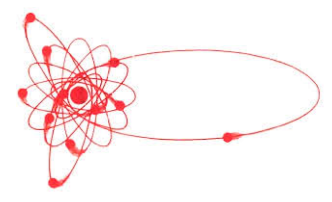
Part 6 Electric Motors and Accessories Timing and Control Devices
Stepper motors
Small synchronous motors
Asynchronous motors
Small d.c. motors
Tachogenerators and servomotors
Indicators for built-in test equipment

Part 7 Circuit Blocks
Circuit blocks 100kHz Series
Circuit blocks 1-Series
Circuit blocks 10-Series
Circuit blocks for ferrite core memory drive

NOTA IMPORTANTE: Estos manuales se hallan a la venta en buenas librerías técnicas.

REVISTA "Miniwatt"

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
MARIA ROSA BORRÁS

Compaginación.
MAURICIO RAMOS LÓPEZ

Suscripciones:
CARMEN GARCÍA MARTÍNEZ

Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCIÓN ANUAL
(11 números) 200 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 25 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal. B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

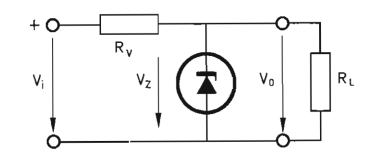


"Bosque" típico de antenas de televisión en los tejados y terrazas de una población cualquiera.

ÍNDICE

APLICACIONES DE LOS DIODOS ZENER

Estabilización de tensiones

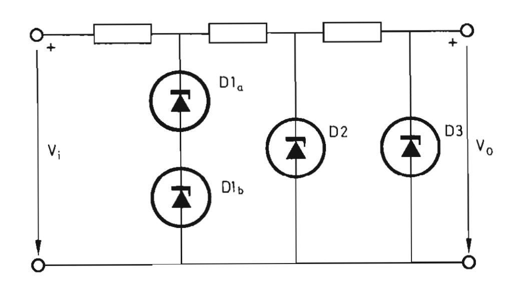


$$R_V \leqq \frac{V_{i\ mín} - V_{Z\ máx}}{I_{Z\ mín} + I_{L\ máx}}$$

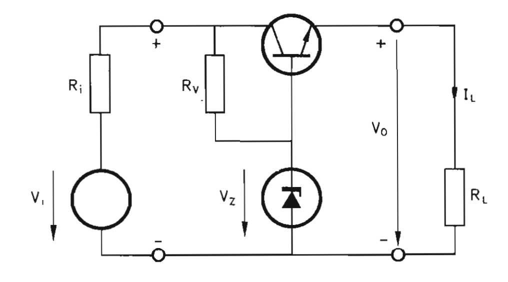
$$R_V \geqq \frac{V_{i\ máx} - V_{Z\ mín}}{(P_{AV\ máx} / V_{Z\ mín}) + I_{L\ mín}}$$

$$R_V \geqq \frac{V_{i\ máx} - V_{Z\ máx}}{(P_{AV\ máx} / V_{Z\ máx}) + I_{L\ mín}}$$

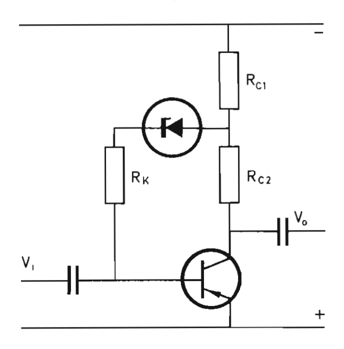
Estabilización de tensión en cascada



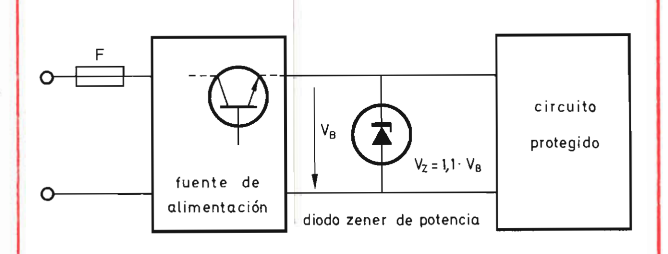
Estabilización de tensiones con transistor en serie



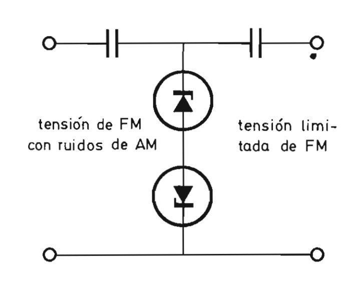
Producción de tensiones de polarización



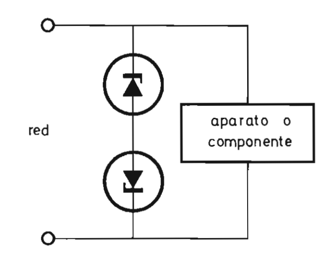
Limitación de sobretensiones



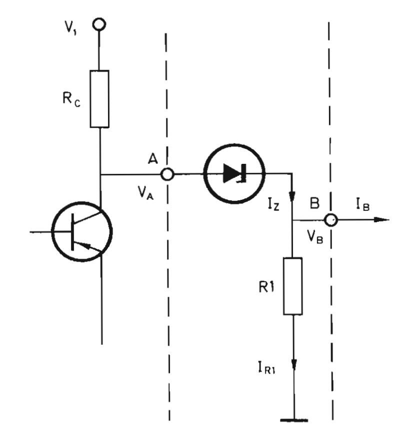
Limitación de ruido de AM en tensión de FM



Protección frente a picos de tensión mediante pares de diodos zener



Acoplamiento de etapas amplificadoras



AMPLIFICADORES DE AUDIO DE 15 A 25 W CON TRANSISTORES DE SALIDA COMPLEMENTARIOS

Se describen una serie de amplificadores típicos de Hi-Fi que emplean transistores de salida complementarios excitados por un transistor o por un par complementario, para potencias de salida de 15 a 25 vatios y resistencias de carga de 4 y 8 ohmios. En los apéndices se dan las ecuaciones utilizadas para el diseño de los amplificadores y se describe el ajuste para la red protectora contra cortocircuitos.

1. INTRODUCCION

La mayoría de etapas de salida de los modernos amplificadores de potencia para Hi-Fi presentan uno de los siguientes montajes:

1) Etapas de salida casi complementarias (fig. 1). Están equipados con dos transistores de salida idénticos (generalmente transistores de silicio NPN) que se excitan por medio de un par excitador complementario.
2) Etapas de salida complementarias (fig. 2). Están equipados con transistores de salida complementarios equilibrados, que se excitan por medio de un solo transistor que trabaja en clase A. Siempre y cuando el valor h_{FE} de los transistores de salida sea lo suficientemente elevado, este montaje proporciona una solución para potencias de salida de hasta 15 W.
3) Etapas de salida totalmente complementarias (las figs. 3 y 4 representan dos posibles montajes). Están equipados con transistores de salida complementarios equilibrados que se excitan por medio de un par excitador complementario.

Cada uno de estos circuitos tiene sus propias ventajas. Las etapas de salida casi complementarias y sus propiedades son bien conocidas; pueden equiparse ventajosamente con los transistores de salida BD181 a BD183.

Sin embargo, los mejores resultados se pueden conseguir con las etapas de salida totalmente complementarias, puesto que la simetría de su circuito (amplificación y corte de frecuencia iguales en ambas ramas) es mejor que la de los circuitos representados en las figuras 1 y 2. Por eso resulta más fácil aplicar una gran realimentación; la distorsión será menor y se reducirá la superposición de oscilaciones parásitas en la forma de onda de la señal.

A continuación se describen unos circuitos amplificadores de audio que utilizan los transistores complementarios de la serie BD201 a BD204.

TABLA 1

		BD201/BD202	BD203/BD204	unidad
V_{CBO}	máx.	60	60	V
V_{CEO}	máx.	45	60	V
$I_{C(AV)}$	máx.	8	8	A
I_{CM}	máx.	12	12	A
P_{tot} (T_{mb} = 25 °C)	máx.	60	60	W
T_j	máx.	150	150	°C
$R_{th\ j\text{-}mb}$		2,08	2,08	°C/W
h_{FE} a I_C = 2 A, V_{CE} = 2 V		–	>30	
I_C = 3 A, V_{CE} = 2 V		>30	–	
f_{hfe}		>25	>25	kHz

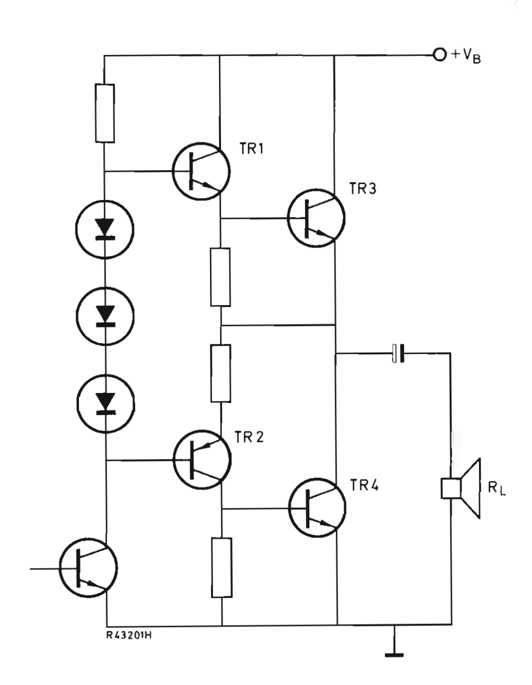


Figura 1. Etapa de salida casi complementaria

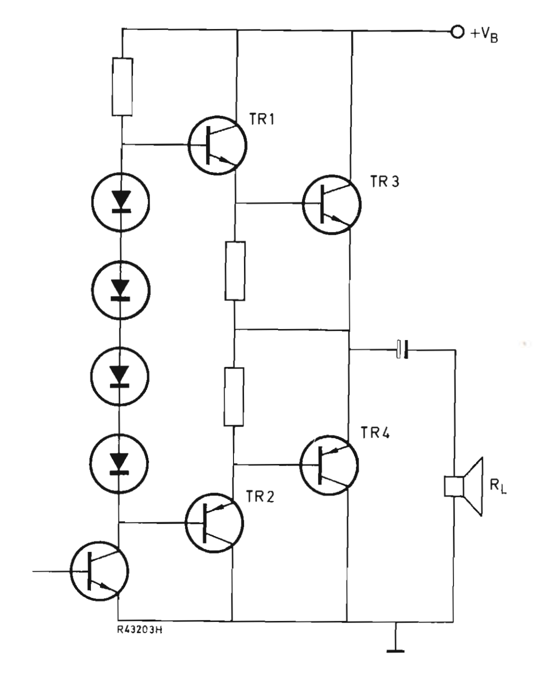


Figura 3. Etapa de salida totalmente complementaria (excitación clase B)

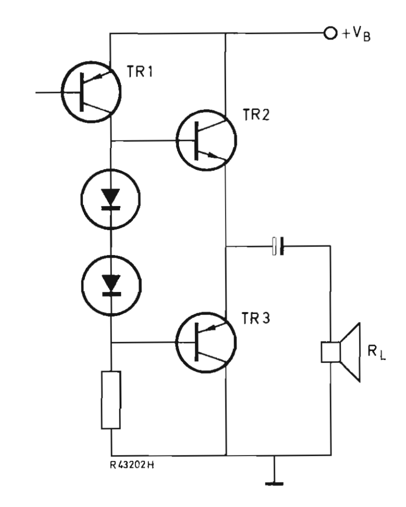


Figura 2. Etapa de salida complementaria (excitación clase A)

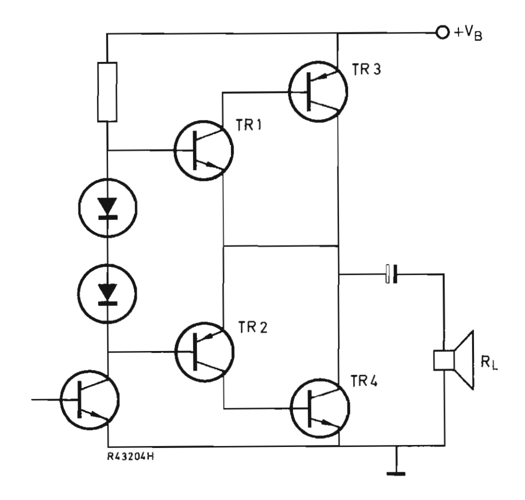


Figura 4. Etapa de salida totalmente complementaria (excitación clase B)

2. AMPLIFICADOR DE 15 W/4Ω y 15 W/8Ω CON EXCITACION DE CLASE A

La figura 6 representa un amplificador de audio de 15 W con excitación de clase A. El circuito es igual para cargas de 4Ω y 8Ω. Solamente los valores de algunos componentes se han de adaptar a la carga elegida. En la figura 6 los valores de los componentes que se refieren a carga de 8Ω se han indicado entre paréntesis.

Dado que el montaje del circuito del amplificador es convencional, no describimos el funcionamiento. Se emplean dos preamplificadores para conseguir la sensibilidad de entrada necesaria y un bajo nivel de distorsión. Durante las pruebas, los amplificadores, junto con una carga compleja, resistieron una sobreexcitación veinte veces superior. El circuito puede ser protegido por medio de fusibles rápidos contra cortocircuito accidental de la salida.

La figura 7 muestra la placa del circuito impreso por el lado del cobre, y la figura 8, por el lado de los componentes. En la tabla 2 se indican los datos típicos de los dos amplificadores. Las características de la distorsión/potencia de salida se muestran en las figuras 9 y 10. En el apéndice 1 se desarrollan los cálculos.

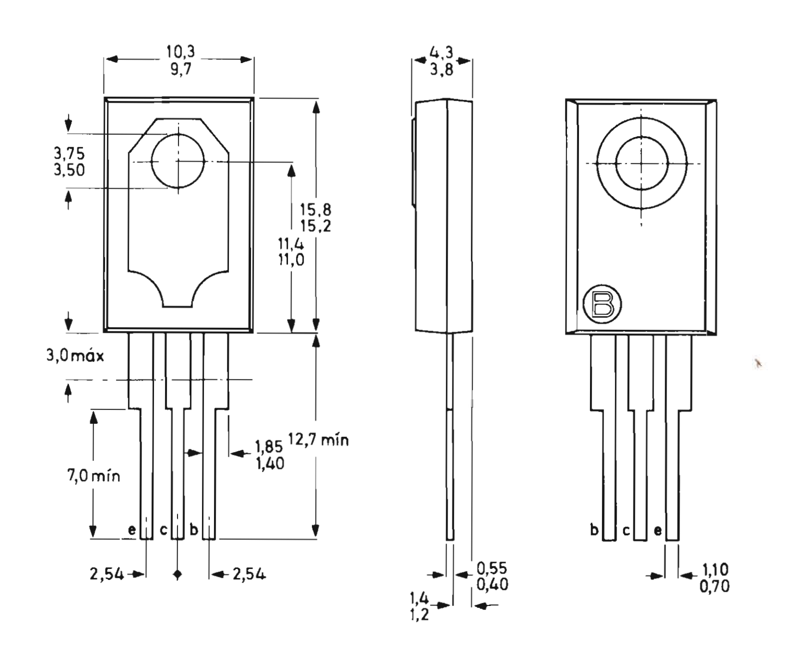


Figura 5. Transistores de salida BD201 a BD204, con cápsula de plástico SOT-67

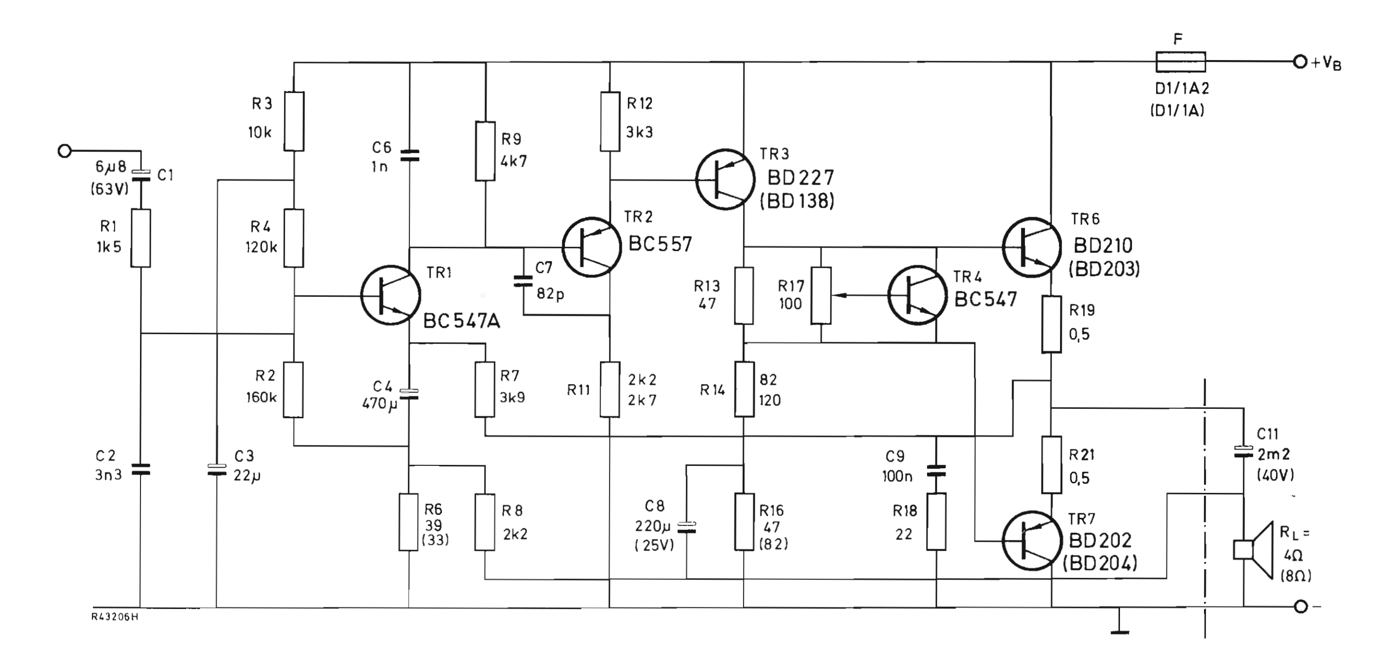


Figura 6. Amplificador de 15 W/4 Ω o 15 W/8 Ω (valores de los componentes entre paréntesis) con excitación de clase A

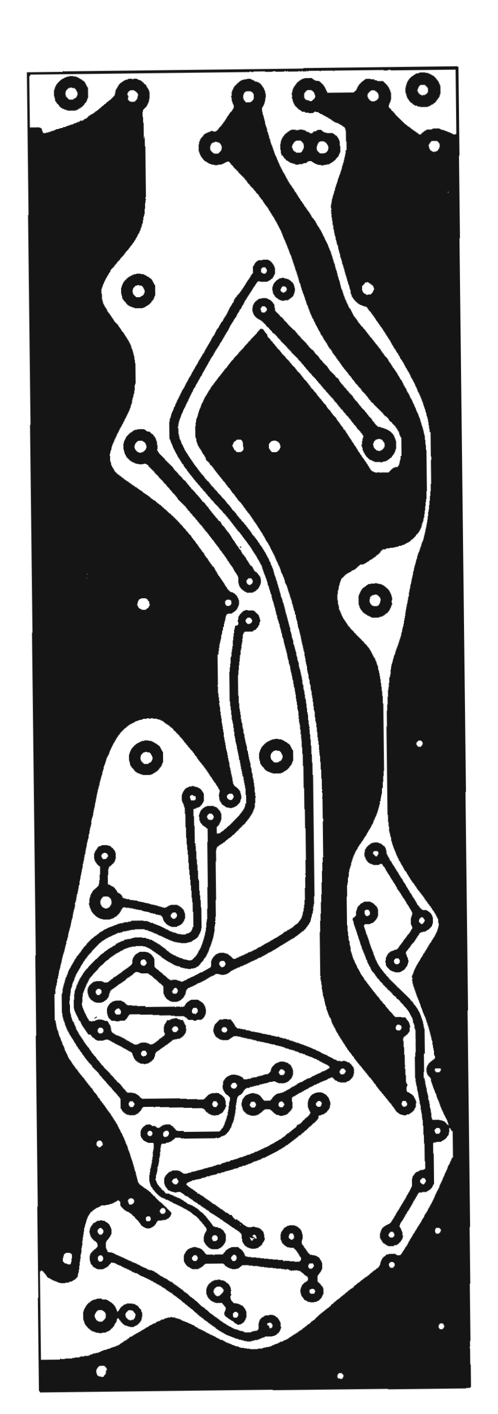


Figura 7. Amplificador de 15 W/4 Ω o 15 W/8 Ω. Placa de circuito impreso por el lado del cobre

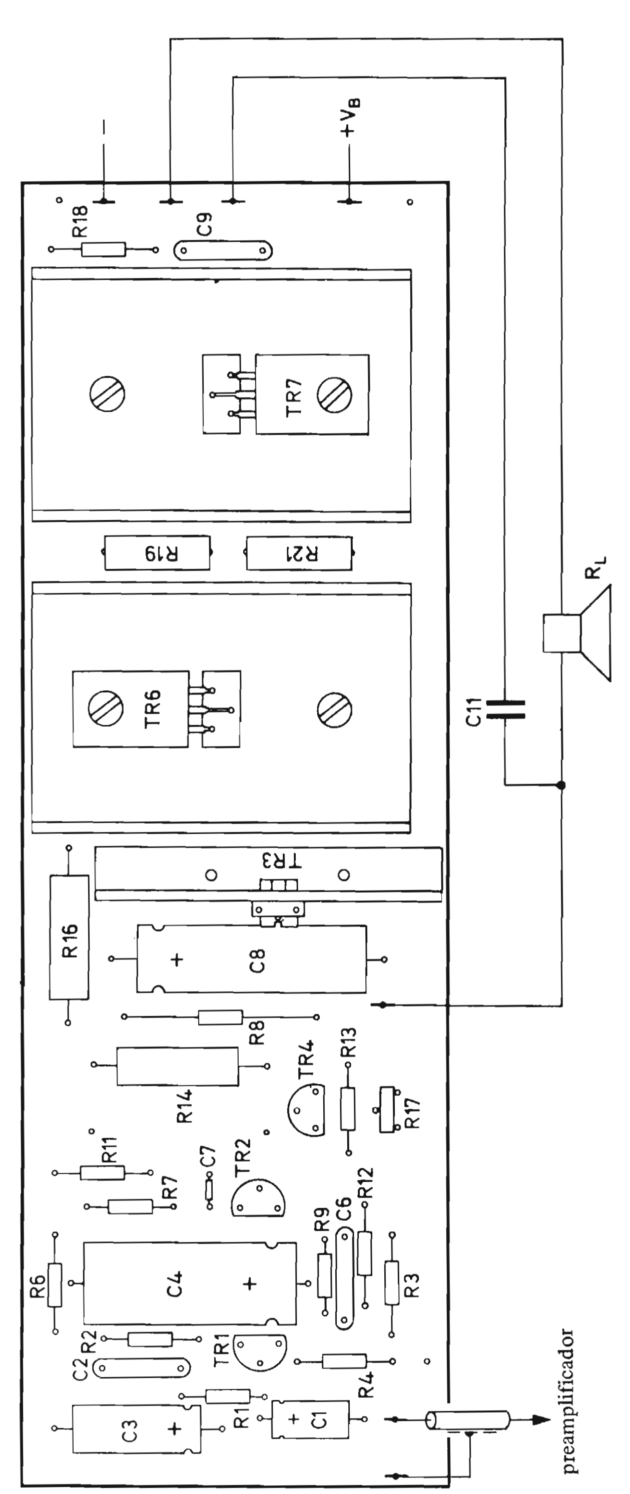


Figura 8. Amplificador de 15 W/4Ω o 15 W/8Ω. Placa de circuito impreso por el lado de los componentes

TABLA 2

impedancia de carga	4	8	Ω
potencia de salida	≮ 15	≮ 15	W
corriente de pico en carga	2,74	1,94	A
tensión de pico a través de la carga	11	15,3	V
tensión eficaz a través de la carga	7,8	10,9	V
corriente de pico de emisor de *TR*6 y *TR*7	3	2,13	A
máxima disipación en *TR*6 y *TR*7	8,3	6,9	W
máxima temperatura ambiente T_a	50	50	°C
$R_{th\ h\text{-}a}$ para *TR*6 y *TR*7	10	12,5	°C/W
superficie de una cara del radiador de aluminio ennegrecido, de 2 mm de espesor, para *TR*6 o *TR*7*	35	25	cm^2
corriente de reposo de *TR*6 y *TR*7 (T_a = 20° C)	25	25	mA
resistencia de carga de *TR*3	78	118	Ω
corriente de pico de *TR*3	110	87,	mA
máxima disipación en *TR*3	1,75	1,78	W
$R_{th\ h\text{-}a}$ para *TR*3	33	32	°C/W
superficie de una cara del radiador de aluminio ennegrecido, vertical, de 2 mm de espesor, para *TR*3	10	10	cm^2
tensión de alimentación nominal (a plena carga)	29,2	36,7	V
tensión eficaz de entrada para P_L = 15 W	225	250	mV
impedancia de entrada	120	120	kΩ
potencia de salida para 1% de distorsión (1 kHz)	15,8	17,5	W
respuesta de frecuencia (-1 dB)	0,025-45	0,02-50	kHz
relación señal-ruido (P_L = 50 mW)	77,5	78	dB
realimentación (relación de tensión)	37,5	38	dB
consumo total de corriente para salida total a 1 kHz	0,97	0,75	A

* Las superficies indicadas son válidas para un radiador como el utilizado en la placa de circuito impreso que se muestra en la figura 8 (15 cm^2 horizontales y 2 × 10 cm^2 verticales). Para un radiador sólo vertical la superficie se puede reducir.

3. AMPLIFICADOR ESTEREOFONICO DE 20 W/4Ω CON EXCITACION DE CLASE B Y ALIMENTACION SIMETRICA

A fin de mantener la distorsión por debajo del 0,2 % para 20 W, el amplificador se ha diseñado para una potencia de salida máxima de 22 W. Se emplea circuito de protección contra cortocircuitos. Los cálculos para este amplificador se dan en el apéndice 2.

La figura 11 representa el circuito. La alimentación simétrica permite suprimir el condensador de acoplamiento entre el altavoz y el punto *A*, siempre y cuando el punto *A* se mantenga al potencial de masa para c.c. Con dicho fin se emplea una etapa de entrada diferencial (*TR*1, *TR*2). De este modo la tensión de c.c. entre los extremos de R_L está determinada principalmente por la tensión offset del amplificador diferencial originada por la desadaptación de V_{BE} entre *TR*1 y *TR*2.

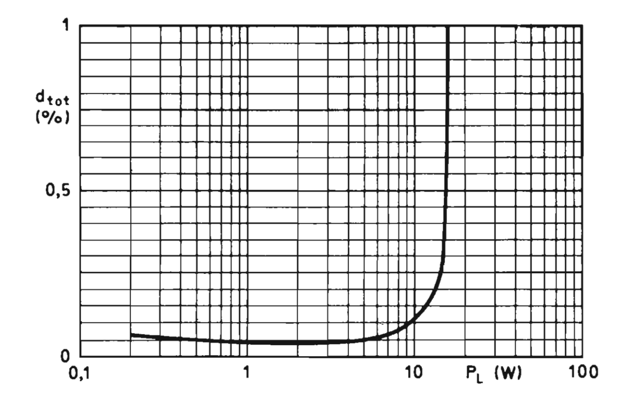


Figura 9. Amplificador de 15 W/4 Ω. Distorsión armónica total en función de la potencia de salida para f = 1 kHz

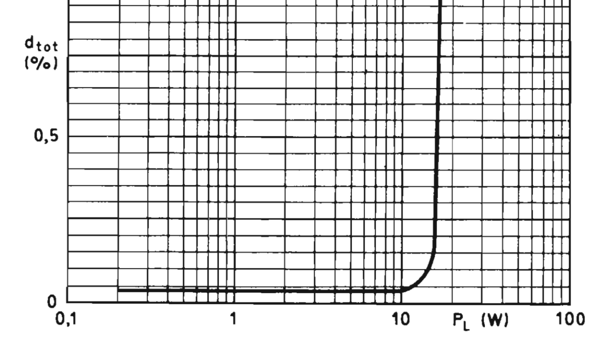


Figura 10. Amplificador de 15 W/8 Ω. Distorsión armónica total en función de la potencia de salida para f = 1 kHz

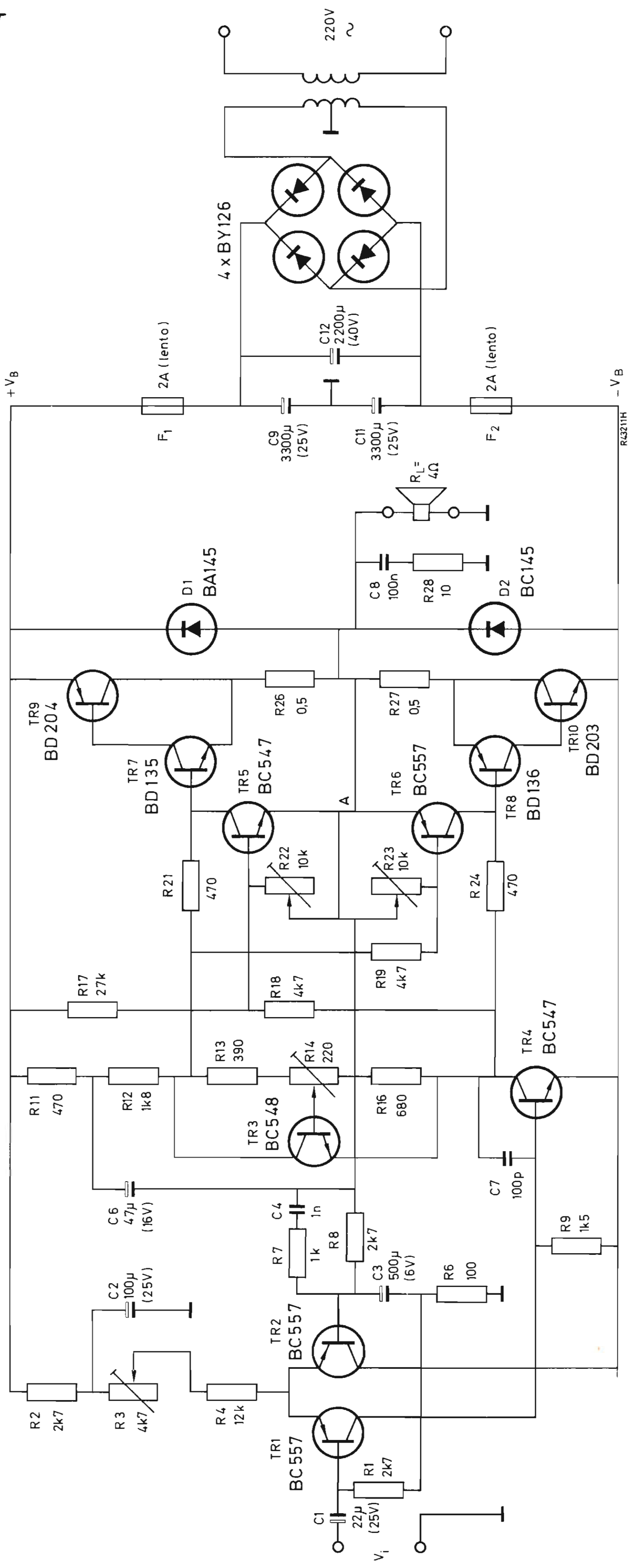


Figura 11. Amplificador estereofónico de 20 W/4 Ω con excitación de clase B, $\pm V_B = \pm 20$ V sin excitación y $\pm$ 16,5 para potencia de salida de 2 × 20 W.

En un circuito con alimentación simétrica y un altavoz conectado a c.c., la etapa de entrada diferencial asegura que, en condiciones de sobreexcitación, el nivel de c.c. en el punto *A* se mantenga a cero, de modo que los transistores de protección (*TR*5 y *TR*6) se activen siempre simultáneamente.

Se ha elegido realimentación (por medio del divisor de tensión *R*8, *C*3 y *R*6) de modo que la sensibilidad de entrada adecuada se compagine con una distorsión favorable y una gran resistencia de entrada. La salida de la etapa diferencial es alimentada a *TR*4, el cual funciona en clase A con una corriente de reposo de 8,5 mA.

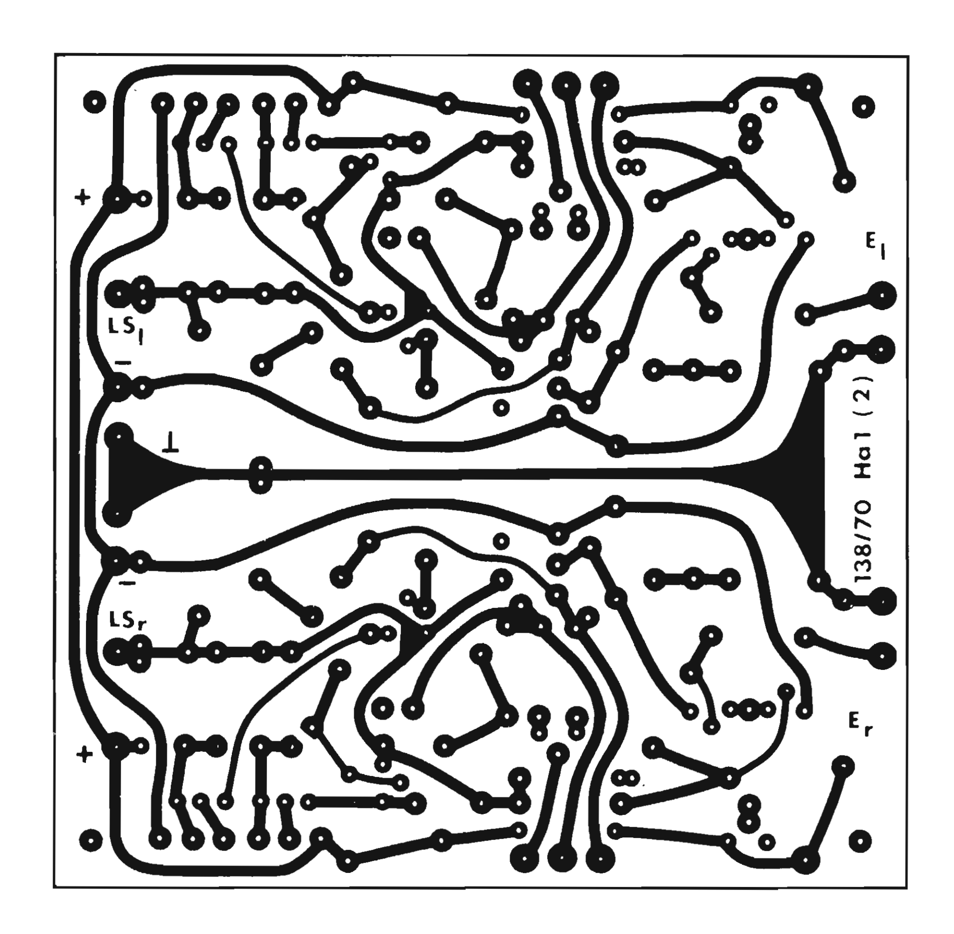
El resistor *R*14 permite que la corriente de reposo de *TR*9 y de *TR*10 sea ajustada a 30 mA (para T_{amb} = 20° C). El transistor *TR*3 estabiliza la corriente de reposo de los transistores de salida frente a las variaciones de la tensión de alimentación y de la temperatura (esto último es la razón por la cual *TR*3 tiene que montarse en el radiador de *TR*9, *TR*10).

Con referencia al circuito de protección utilizado en el amplificador representado en la figura 11, ha de indicarse que *R*22 y *R*23 se han de ajustar de modo que la tensión de excitación en las bases de *TR*7 y *TR*8 se reduzca tan pronto como la corriente que atraviese los transistores de potencia *TR*9 y *TR*10 sobrepase el valor de 3,5 A. En el apéndice 3 se describe un procedimiento de ajuste.

La conexión en serie de *C*8 y *R*28 a través de la salida y de *C*7 a través de la unión de base-colector de *TR*4 sirve para evitar oscilaciones de alta frecuencia.

La figura 12 representa el circuito impreso del amplificador estereofónico completo, y la figura 13 muestra la placa de circuito impreso de la unidad de alimentación.

La tabla 3 indica los datos del amplificador para un canal (ambos canales excitados) medidos con una alimentación no estabilizada y en una temperatura ambiente de 25° C. La figura 14 muestra la distorsión en función de la potencia de salida; la figura 15, la respuesta en función de la frecuencia (para una potencia de salida de 5 W por canal); la figura 16, la máxima potencia de sali-



(a)

Figura 12. Amplificador estereofónico de 20 W/4 Ω con excitación de clase B. Circuito impreso: a) lado del cobre

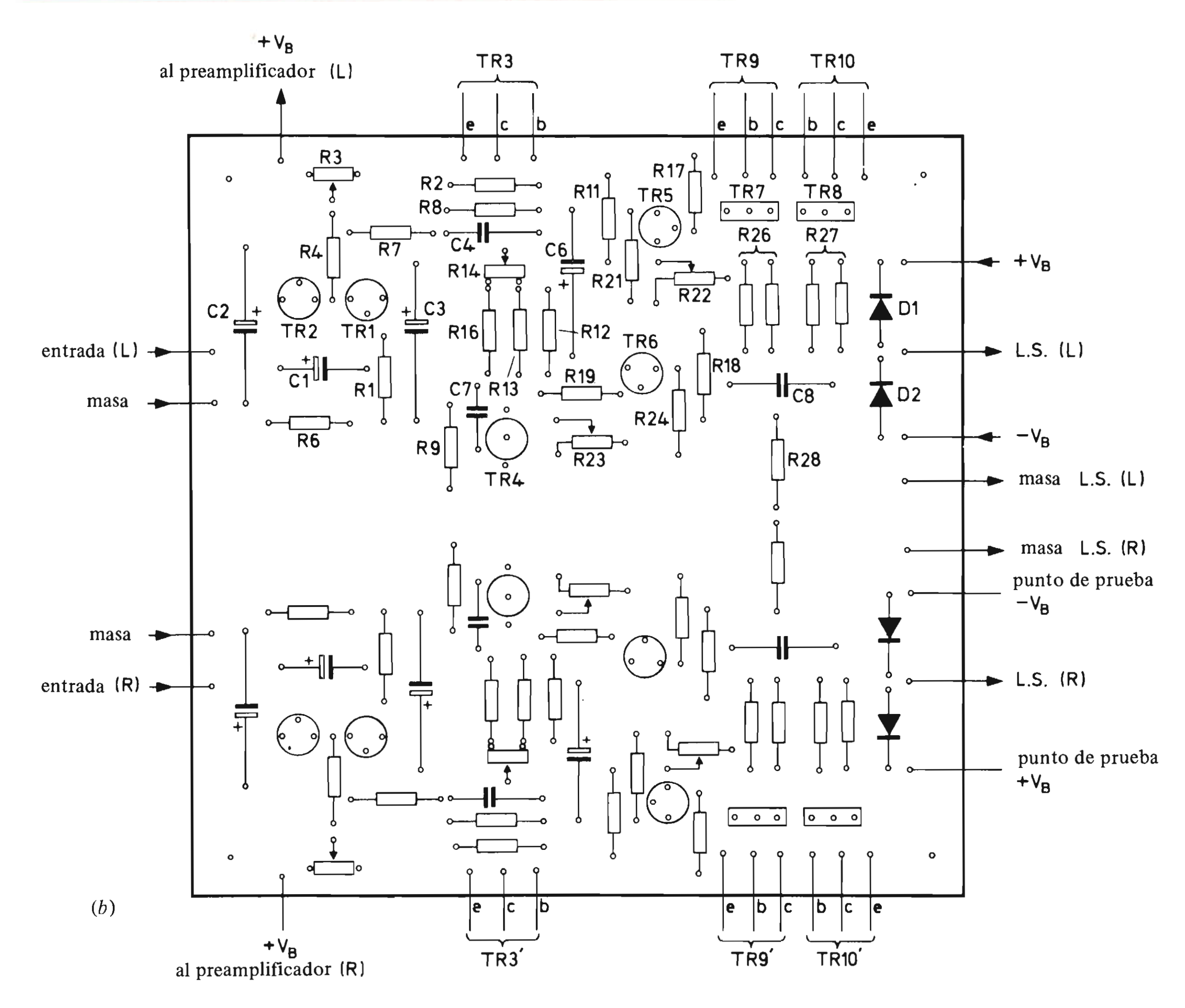
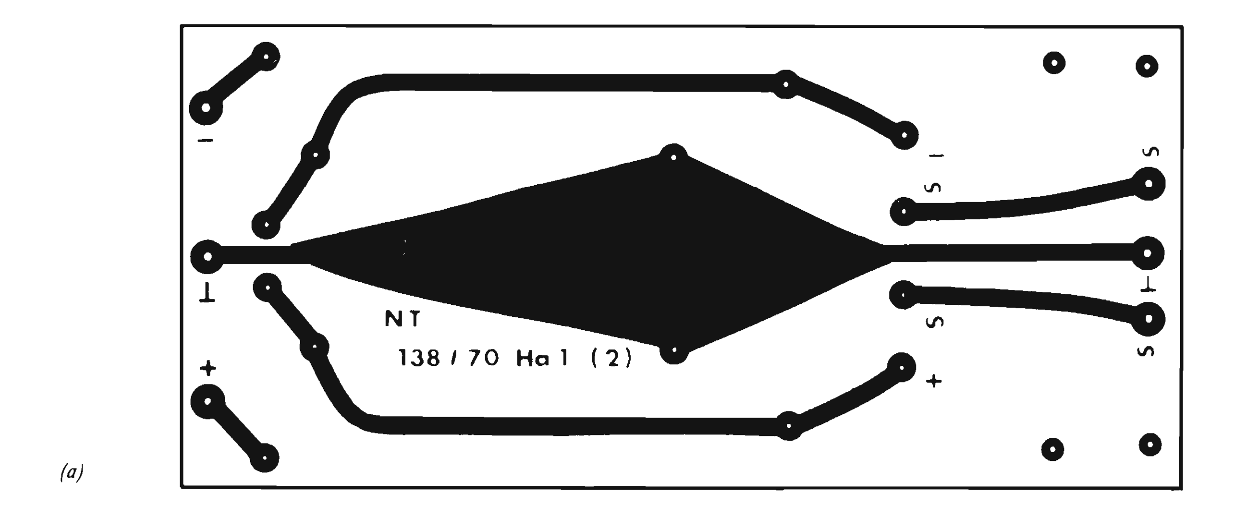


Figura 12. b) circuito impreso por el lado de los componentes

TABLA 3

impedancia de carga	4	Ω
potencia nominal de salida P_L	≮ 20	W
tensión eficaz de entrada para $P_L = 50$ mW	16,5	mV
tensión eficaz de entrada para $P_L = 20$ mW	330	mV
ganancia de tensión	29	dB
impedancia de entrada (para 1 kHz)	280	kΩ
distorsión de 10 mW a 20 W	< 0,15	%
respuesta de frecuencia (-1 dB)	< 10	Hz a 23 kHz
consumo total de corriente en ambos canales, para una potencia de salida por canal de:		
50 mW	136	mA
15 W	1,8	A
relación señal-ruido para:		
$P_L = 50$ mW	57,5	dB
$P_L = 15$ W	75	dB
diafonía (600Ω a través de la entrada del amplificador)	> 83	dB



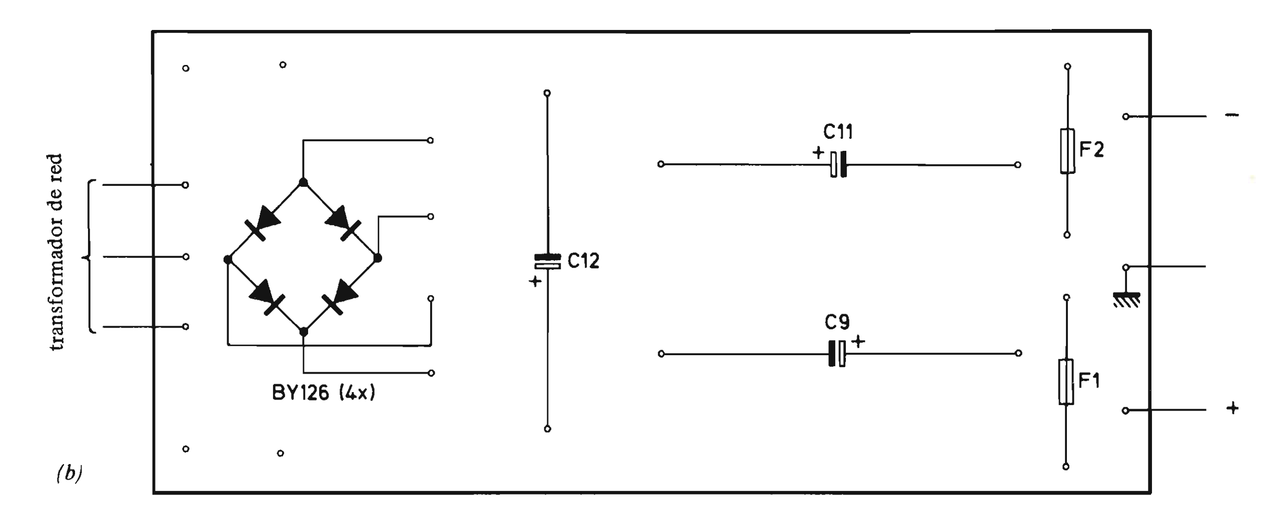


Figura 13. Alimentación de potencia para un amplificador estereofónico de 20 W/4 Ω. Circuito impreso: a) lado del cobre y b) lado de los componentes,

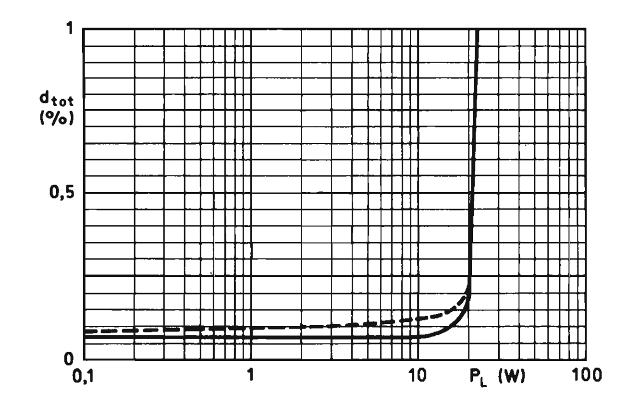


Figura 14. Amplificador estereofónico de 20 W/4 Ω. Distorsión armónica total en función de la potencia de salida para f = 1 kHz (línea continua) y f = 12,5 kHz (línea de trazos)

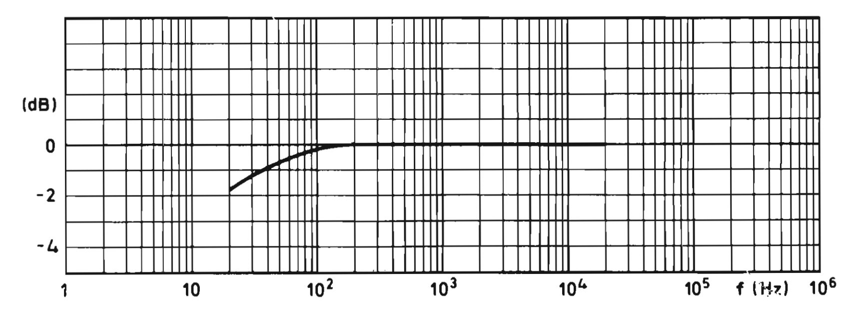


Figura 15. Amplificador estereofónico de 20 W/4 Ω. Característica de frecuencia 0 dB ≙ 6 dB por debajo de 20 W

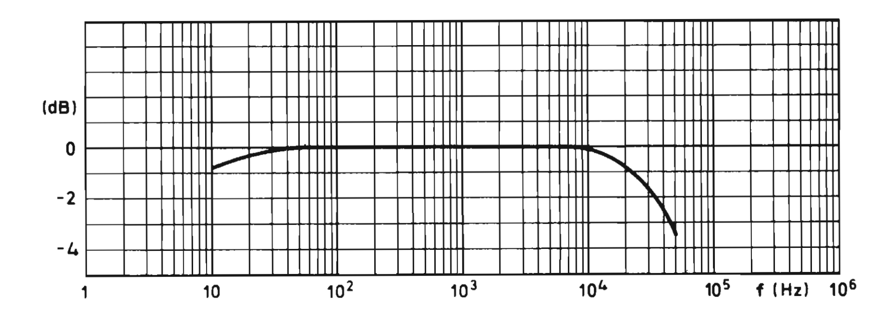


Figura 16. Amplificador de 20 W/4 Ω. Respuesta de frecuencia para d_{tot} = 1% (0 dB ≙ 22,5 W)

da en función de la frecuencia para una distorsión del 1%, y la figura 17, la corriente de reposo de los transistores de salida de un canal en función de la temperatura ambiente.

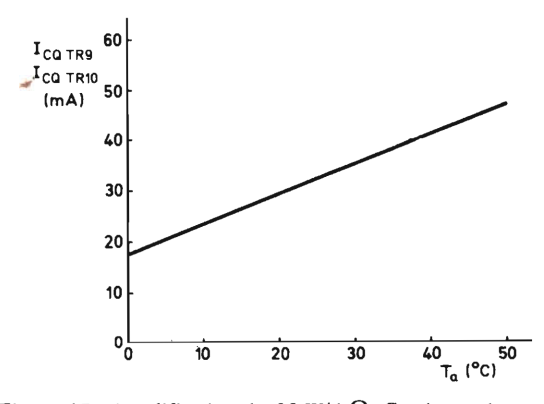


Figura 17. Amplificador de 20 W/4 Ω. Corriente de reposo de los transistores de salida en función de la temperatura ambiente.

4. AMPLIFICADORES DE AUDIO PARA 20 W/4 Ω, 20 W/8 Ω, 25 W/4Ω y 25 W/8Ω CON EXCITACION DE CLASE B Y ALIMENTACION ASIMETRICA

Aunque los valores de los distintos componentes varían de un amplificador a otro, el circuito que se representa en la figura 18 sirve para amplificadores de audio de 20 W/4 Ω, 20 W/8 Ω, 25 W/4 Ω y 25 W/8 Ω. El amplificador de 25 W/8 Ω va provisto del par de salida complementario BD203/BD204 y del par de excitación complementario BD137/BD138. En los otros tres amplificadores se emplean el par de salida BD201/BD202 y el par excitador BD135/BD136.

Los amplificadores se alimentan a partir de una alimentación asimétrica. El circuito protector contra cortocircuitos se representa por separado en la figura 19, y es igual para los cuatro amplificadores (véase apéndice 3). Los valores de los componentes que son idénticos para los cuatro amplificadores se indican en el esquema de la figura 18; los valores de los componentes que varían con la carga y la potencia de salida se dan en la tabla 4. Las características de funcionamiento se indican en la tabla 5.

Las figuras 20, 21, 22 y 23 muestran la respuesta en función de la frecuencia. La distorsión armónica total en función de la salida se muestra en las figuras 24, 25, 26 y 27. La figura 28 muestra la placa de circuito impreso del amplificador de 25 W/4 Ω, la cual es prácticamente igual a la de los demás amplificadores.

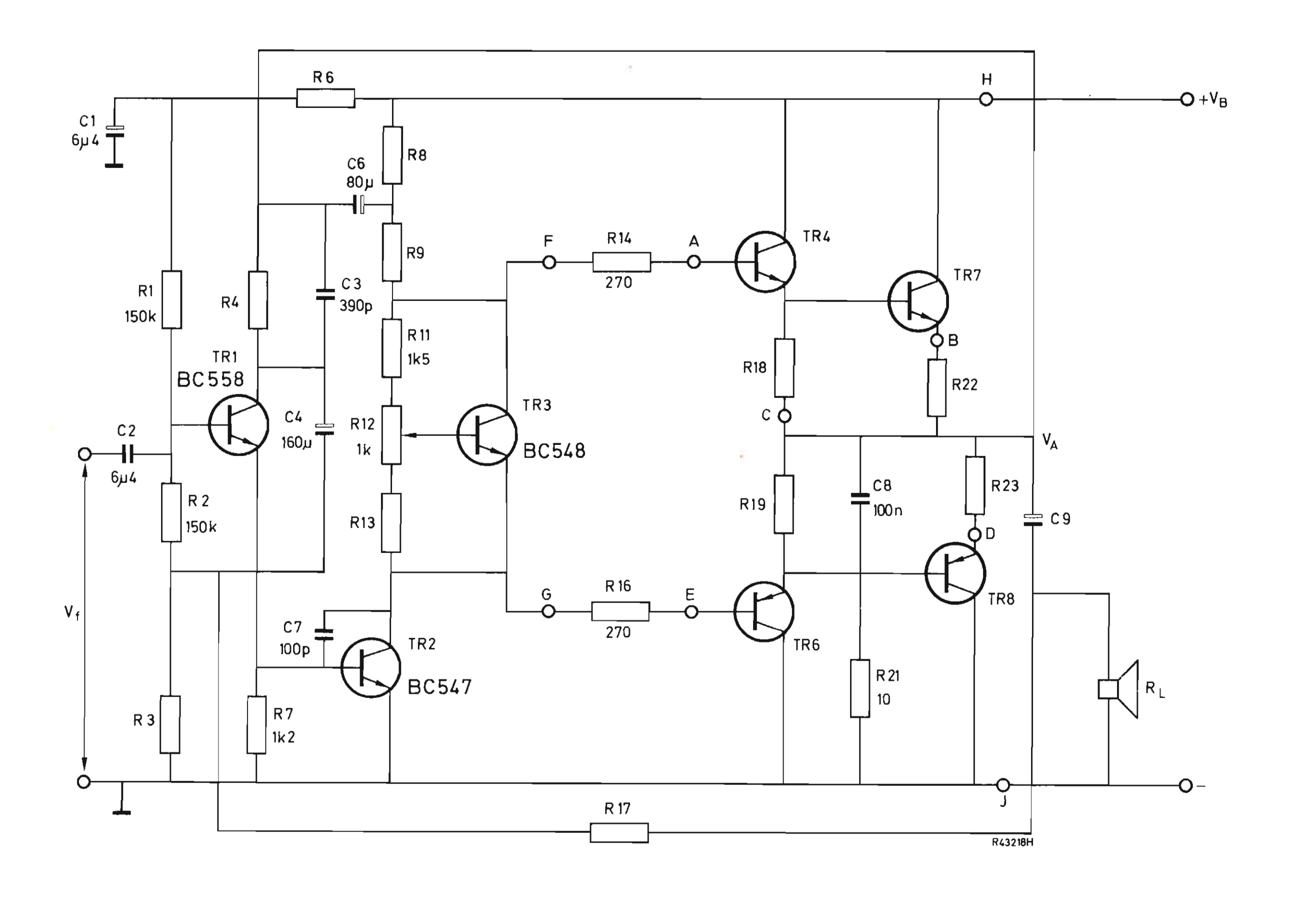


Figura 18. Amplificador de 20 W/4 Ω, 20 W/8 Ω, 25 W/4 Ω y 25 W/8 Ω con excitación de clase B y alimentación asimétrica (véase tabla 4 para los valores no indicados)

TABLA 4

amplificador	20 W/4 Ω	20 W/8 Ω	25 W/4 Ω	25 W/8 Ω	
R_3	39	39	47	47	Ω
R_4	3,3	4,7	3,3	4,7	kΩ
R_6	39	22	47	47	kΩ
R_8	1,8	2,2	0,82	1	kΩ
R_9	4,7	4,7	1,5	2,7	kΩ
R_{13}	600	680	680	680	Ω
R_{17}	1,5	1,5	1,8	1,8	kΩ
R_{18}	100	220	100	220	Ω
R_{19}	100	220	100	220	Ω
R_{22}	0,22	0,5	0,22	0,5	Ω
R_{23}	0,22	0,5	0,22	0,5	Ω
C_9	2,2	2,2	2,2	1	mF
TR_4	BD135	BD135	BD135	BD137	
TR_6	BD136	BD136	BD136	BD138	
TR_7	BD201	BD201	BD201	BD203	
TR_8	BD202	BD202	BD202	BD204	

TABLA 5

potencia nominal de salida P_L	≮20	≮20	≮25	≮25	W
impedancia de carga R_L	4	8	4	8	Ω
corriente de pico en la carga	3,2	2,24	3,5	2,5	A
tensión de pico a través de la carga	12,8	17,9	14	20	V
disipación máx. en $TR7$ o $TR8$ para V_B + 10% y 0,8 R_L	10	8,4	11,5	10,5	W
máxima temperatura ambiente T_a	50	50	50	50	°C
$R_{th\ h\text{-}a}$ para combinación de $TR7$ y $TR8$	<2,95	<3,85	<2,3	<2,7	°C/W
corriente de reposo de $TR7$ y $TR8$	20	20	20	20	mA
tensión de alimentación V_B (a plena carga)	32,5	42	36	48	V
V_A	16,4	21	18	24	V
tensión eficaz de entrada para P_L nominal	295	400	400	350	mV
impedancia de entrada	150	150	150	150	kΩ
respuesta de frecuencia (– 1 dB) de	20	15	15	10	Hz
a	100	100	100	100	kHz

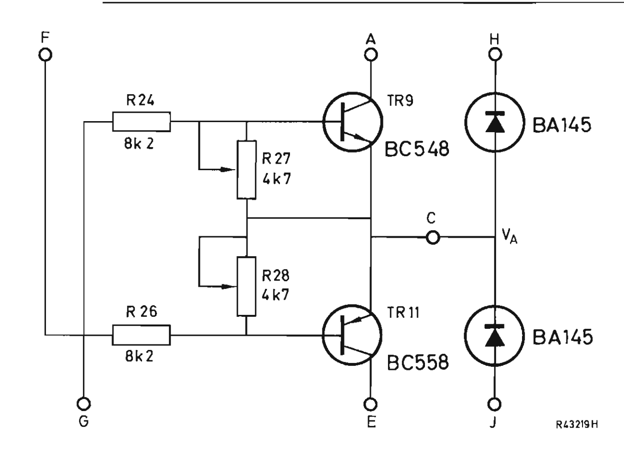


Figura 19. Circuito de protección contra cortocircuitos para ser empleado con los circuitos representados en la figura 18

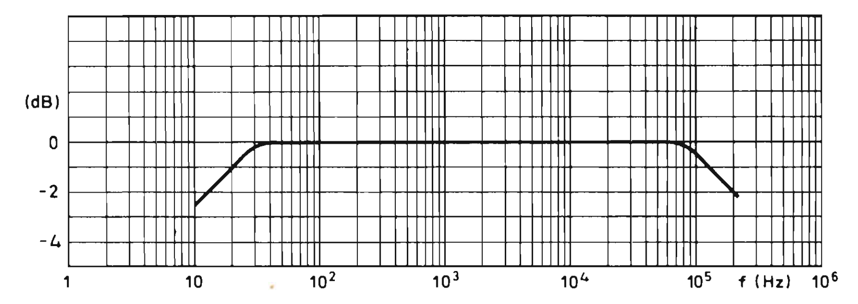


Figura 20. Amplificador de 20 W/4 Ω. Característica de frecuencia. 0 dB ≙ 6 dB por debajo de 20 W

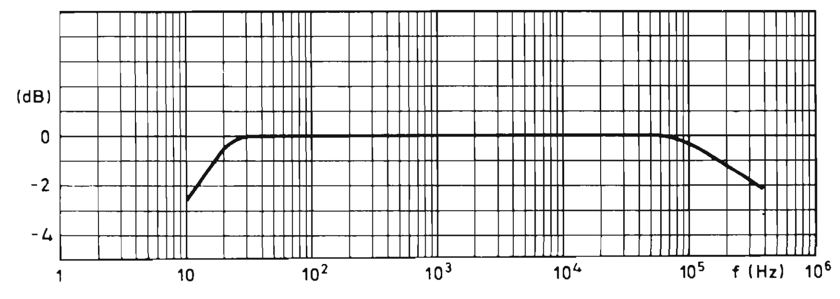


Figura 21. Amplificador de 20 W/8 Ω. Característica de frecuencia. 0 dB ≙ 6 dB por debajo de 20 W

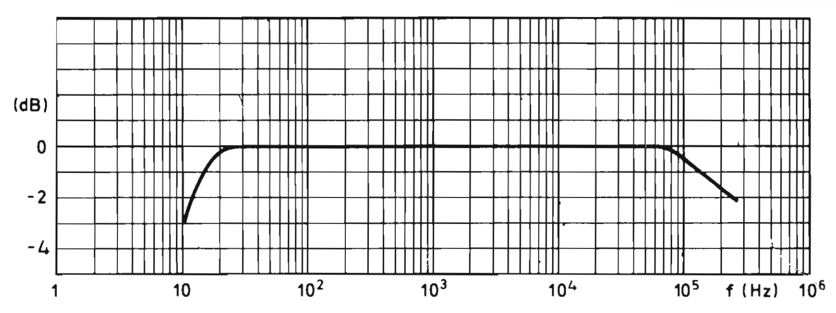


Figura 22. Amplificador de 25 W/4 Ω. Característica de frecuencia. 0 dB ≙ 6 dB por debajo de 25 W

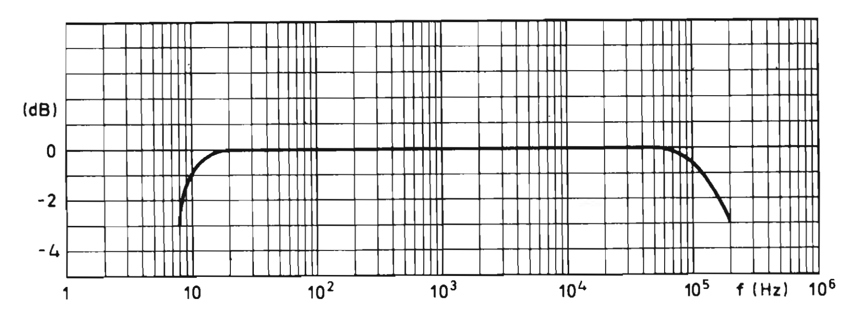


Figura 23. Amplificador de 25 W/8 Ω. Característica de frecuencia. 0 dB ≙ 6 dB por de bajo de 25 W

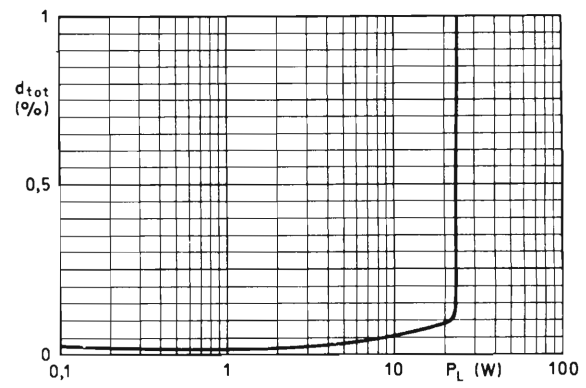


Figura 24. Amplificador de 20 W/4 Ω. Distorsión armónica total en función de la potencia de salida para f = 1 kHz

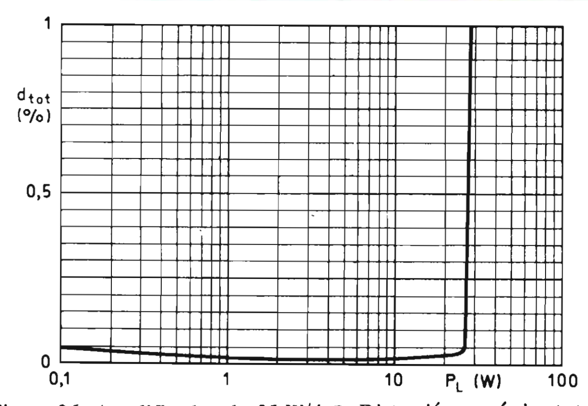


Figura 26. Amplificador de 25 W/4 Ω. Distorsión armónica total en función de la potencia de salida para f = 1 kHz

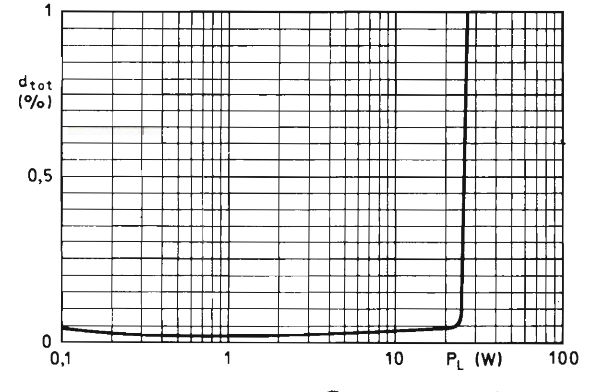


Figura 25. Amplificador de 20 W/8 Ω. Distorsión armónica total en función de la potencia de salida para f = 1 kHz

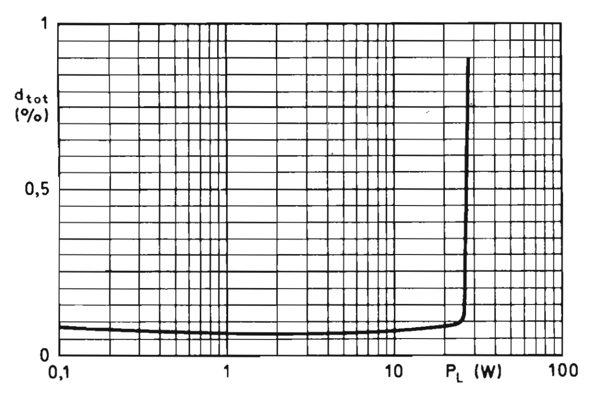


Figura 27. Amplificador de 25 W/8 Ω. Distorsión armónica total en función de la potencia de salida para f = 1 kHz

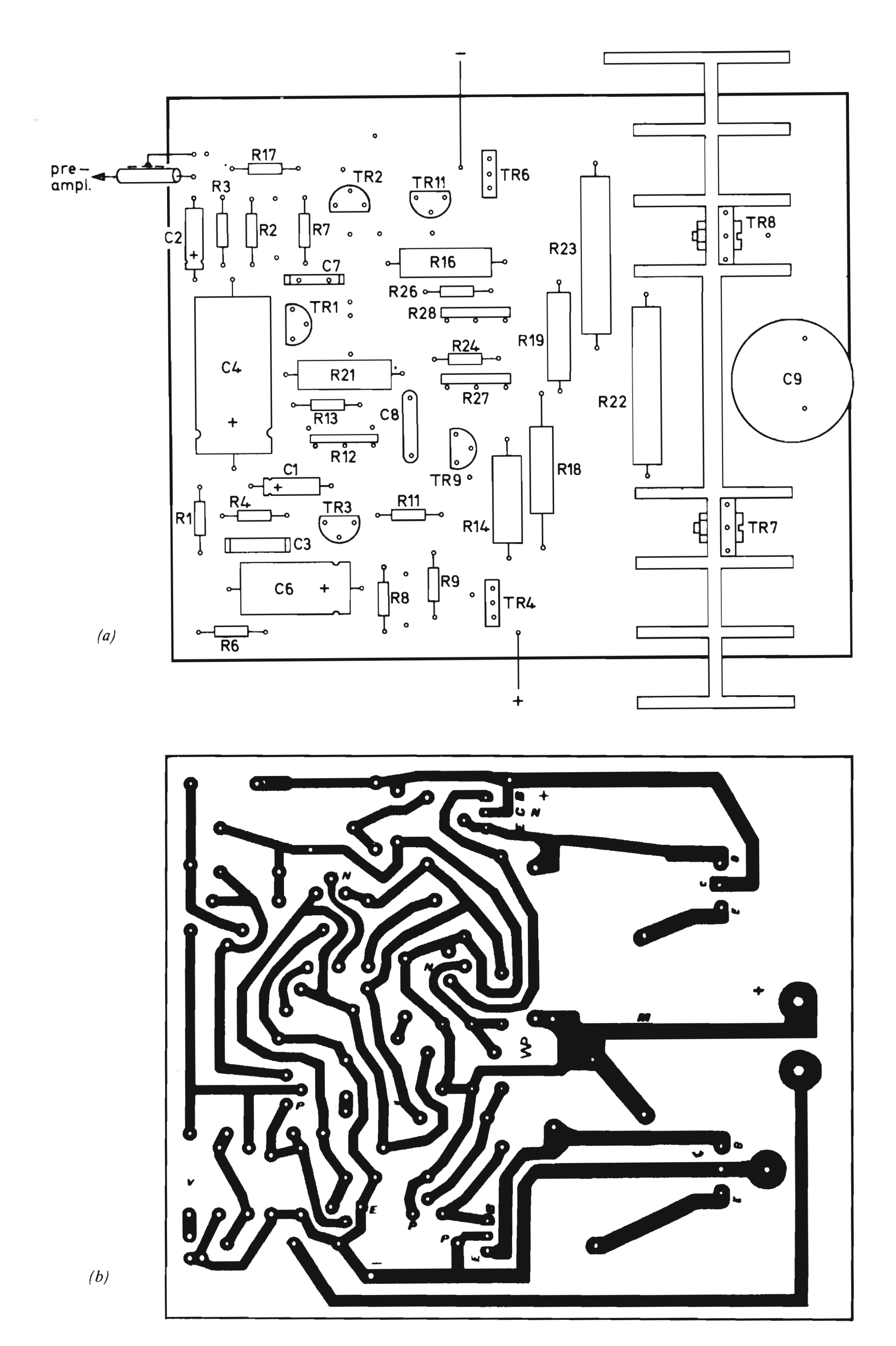


Figura 28. Placa de circuito impreso: a) lado de los componentes, b) lado del cobre, para un amplificador de 20 W/4 Ω, 20 W/8 Ω, 25 W/4 Ω o 25 W/8 Ω

Apéndice 1

Los amplificadores de 15 vatios (fig. 6), se calcularon con la ayuda de las siguientes ecuaciones:

– Máxima corriente de pico en la carga

$$I_{LM}\ \text{máx} = \sqrt{2P_L/R_L}.$$

– Máxima tensión de pico a través de la carga

$$V_{LM}\ \text{máx} = \sqrt{2P_L R_L}.$$

– Máxima corriente de pico de emisor de $TR7$ (o $TR6$) con resistor $R16$

$$I_{EM}\ \text{máx}\ TR7 = I_{LM}\ \text{máx}\ (1 + R_L/R_{16});$$

en la práctica $R16 \approx 10\,R_L$, de modo que

$$I_{EM}\ \text{máx}\ TR7 \approx 1{,}1 I_{LM}\ \text{máx}\ .$$

– La tensión de alimentación a plena carga

$$V_B = 2V_{LM}\ \text{máx} + 2R_{19} \cdot I_{EM}\ \text{máx}\ TR6 + V_{BE}\ \text{máx}\ TR6 + V_{CEK}\ \text{máx}\ TR3 +$$
$$+ V_{CEK}\ \text{máx}\ TR7$$ (posiciones máximas para el caso más desfavorable)

– En el punto A, la tensión de c.c.

$$V_A = V_{LM}\ \text{máx} + R_{21} \cdot I_{EM}\ \text{máx}\ TR7 + V_{CEK}\ \text{máx}\ TR7\ .$$

– La resistencia de carga real R_m de los transistores de salida es

$$R_m = R_L \cdot R_{16}/(R_L + R_{16});\ \text{para}\ R_{16} \approx 10R_L;$$
$$R_m \approx 0{,}9R_L.$$

– La máxima disipación de $TR6$ en el caso más desfavorable para V_B +10% y R_L igual al 80 % de su valor nominal

$$P_{tot}\ TR_6 \approx \{1{,}1(V_B - V_A)\}^2/\pi^2\ (0{,}8R_m + R_{19}).$$

– La corriente de reposo para el transistor excitador $TR3$

$$I_{CQ}\ TR3 \approx 1{,}1 I_{CM}\ \text{máx}\ TR3 = I_{BM}\ \text{máx}\ TR7 + I_M\ \text{máx}\ R14,$$

en donde

$$I_{BM}\ \text{máx}\ TR7 = I_{EM}\ \text{máx}\ TR7/(h_{FE}\ \text{mín}\ TR7 + 1),$$

y

$$I_M\ \text{máx}\ R14 = (\Delta V_{BE}\ \text{máx}\ TR7 + I_{EM}\ TR7 \cdot R_{21})/R_{14}.$$

– La máxima disipación $P_{tot\ TR3}$ del transistor excitador (para V_B + 10 %)

$$P_{tot}\ TR3 = (V_B - V_A - V_{BEQ}\ TR6) \cdot I_{CQ}\ TR3 \cdot 1{,}21.$$

– $R_{14} = (h_{FE}\ \text{mín}\ TR7 \cdot R_m - R_{16})/2 \pm$

$$\pm \sqrt{\{(h_{FE}\ \text{mín}\ TR7 \cdot R_m - R_{16})/2\}^2 - h_{FE}\ \text{mín}\ TR7 \cdot R_{em}\,(R_{16} - R_m)}\,,$$

en donde

$$R_{em} = R_{21} + \Delta V_{BE}\ \text{máx}\ TR7/I_{EM}\ \text{máx}\ TR7\,.$$

Para reducir la corriente de reposo de $TR3$ lo más pronto posible, se ha de elegir el valor más elevado posible para $R14$.

Apéndice 2

El amplificador de 20 vatios representado en la figura 11 se puede calcular del siguiente modo:

– Máxima corriente de pico para P_L = 22 W

$$I_{LM}\ \text{máx} = \sqrt{2P_L/R_L} = \sqrt{44/4} = 3{,}3\ \text{A}.$$

– Máxima tensión de pico a través de la carga

$$V_{LM}\ \text{máx} = \sqrt{2P_L \cdot R_L} = \sqrt{2 \times 22 \times 4} = 13{,}25\ \text{V}.$$

– La tensión de alimentación a plena carga

$$V_B = 2V_{LM}\ \text{máx} + 2I_{LM}\ \text{máx} \cdot R_{26} + V_{CEK}\ \text{máx}\ TR9 + V_{CEK}\ \text{máx}\ TR10.$$

Puesto que

$$V_{CEK}\ TR9 = V_{CEK}\ TR10 = \text{típ. 1 V},$$

tenemos

$$V_{CEK}\ \text{máx}\ TR9 = V_{CEK}\ \text{máx}\ TR10 = 1{,}5\ \text{V}.$$

De ahí

$$V_B = 2 \times 13{,}25 + 2 \times 3{,}3 \times 0{,}5 + 1{,}5 + 1{,}5 = 32{,}8\ \text{V, es decir 33 V}.$$

Si se emplea una alimentación simétrica, la tensión V_B de cada mitad será 16,5 V. Suponiendo que la tensión de alimentación cae el 15% aproximadamente para salida completa, la tensión de semialimentación sin carga V_B' es de unos 20 V.

La máxima disipación $P_{tot\ TR9}$ (= $P_{tot\ TR10}$) se da para una onda sinusoidal con una amplitud de 0,64 veces la máxima amplitud de excitación para obtener 22 W de potencia de salida. Podemos suponer que, para la máxima disipación, la tensión de alimentación V_{B-} será un 10% menor que V_B' por tanto V_{B-} = 0,9 x 20 = 18 V. Para un 10% de exceso de tensión de red

$$P_{tot}\ TR9 = (1{,}1 \times V_{B-})^2/\ \pi^2\ (0{,}8R_L + R_{26})$$
$$= (1{,}1 \times 18)^2/\ \pi^2\ (3{,}2 + 0{,}5) = 10{,}7\ \text{W}.$$

$P_{tot\ TR9}$ es igual a $P_{tot\ TR10}$ debido a que la alimentación simétrica implica que V_A sea igual a cero.

— Los dos transistores de salida están montados en un radiador común por medio de aisladores de mica. Para un transistor, la máxima resistencia térmica $R_{th\ h\text{-}a}$ entre radiador y ambiente es igual a

$$R_{th\ h\text{-}a} = (T_{j\ \text{máx}} - T_{a\ \text{máx}})/P_{tot\ TR9} - R_{th\ j\text{-}mb} - R_{th\ mb\text{-}h}$$

en donde $T_{j\ \text{máx}}$ es la máxima temperatura de la unión, $T_{a\ \text{máx}}$ es la máxima temperatura ambiente, $R_{th\ j\text{-}mb}$ y $R_{th\ mb\text{-}h}$ son las resistencias térmicas entre la unión y la base de montaje y el radiador, respectivamente.

Para

$$T_{j\ \text{máx}} = 150\ °\text{C},\ T_{a\ \text{máx}} = 50\ °\text{C},\ R_{th\ j\text{-}mb} = 2{,}08\ °\text{C/W},$$

y

$$R_{th\ mb\text{-}h} \approx 2\ °\text{C/W}$$

(incluido aislante de mica y utilizando grasa de siliconas):

$$R_{th\ h\text{-}a} \leqslant (150 - 50)/10{,}7 - 2{,}1 - 2 = 5{,}25\ °\text{C/W}.$$

Para ambos transistores de salida montados en un radiador

$$R_{th\ h\text{-}a}' = 5{,}25/2 = 2{,}63\ °\text{C/W}.$$

La superficie del radiador (una cara) para un radiador de aluminio montado verticalmente, con un grueso de 2 mm y una superficie negra, será de 200 cm^2 para ambos transistores.

— La máxima disipación $P_{tot\ TR7}$ ($= P_{tot\ TR8}$) se da para 0,64 veces la excitación máxima. Para un 10% de exceso de tensión de red $P_{tot\ TR7} = (1{,}1\ V_{B\text{-}})^2/(\pi^2\ R_{CE\ TR7})$, en donde $R_{CE\ TR7}$ es la resistencia de carga c.a. entre el colector y el emisor de $TR7$

$$R_{CE\ TR7} = (V_{B-} - V_{CE\ \text{sat}\ TR7})\ h_{FE\ \text{mín}\ TR9}/I_{LM\ \text{máx}}.$$

Para

$$V_{B-} = 18\ \text{V},\ h_{FE\ \text{mín}\ TR9} = 20,\quad \text{y}\quad V_{CE\ \text{sat}\ TR7} = 0{,}4\ \text{V}:$$

$$R_{CE\ TR7} = (18 - 0{,}4)20/3{,}3 = 106\ \Omega.$$

De donde

$$P_{tot\ TR7} = (1{,}1 \times 18)^2/(\pi^2 \times 106) = 0{,}38\ \text{W}.$$

Para $T_{j\ \text{máx}} = 150\ °\text{C}$ y $R_{th\ j\text{-}a} = 100\ °\text{C/W}$ no se necesita radiador para los transistores BD135/BD136. Para T_a 50 °C, la máxima temperatura que aparece en la unión es

$$T_{j\ \text{máx}} = 50 + 0{,}38 \times 100 = 88\ °\text{C}.$$

— La resistencia de carga c.c. de la etapa excitadora comprende $R11$ y $R12$. Dado que para c.a. R_L está en paralelo con $R11$, el valor de $R11$ ha de ser mucho mayor que el de R_L.

Por ejemplo, $R11 \approx 100\ R_L$, o $R11 \approx 100 \times 4 = 400\ \Omega$, se toman 470 Ω. Los valores límite para $R12$ se pueden calcular a partir de

$$R_{12} = (h_{FE\ \text{mín}\ TR9} \cdot h_{FE\ \text{mín}\ TR7} \cdot R_m - R_{11})/2 \pm$$

$$\pm \sqrt{\{(h_{FE\ \text{mín}\ TR9} \cdot h_{FE\ \text{mín}\ TR7} \cdot R_m - R_{11})/2\}^2 - h_{FE\ \text{mín}\ TR9} \cdot h_{FE\ \text{mín}\ TR7} \cdot R_{em}(R_{11} - R_m)}$$

en donde

$$R_m = R_{11}\, R_L/(R_{11} + R_L) = 470 \times 4/(470 + 4) = 3{,}97\ \Omega,$$

y

$$R_{em} = R_{26} + \Delta V_{BE\ \text{máx}\ TR7}/I_{LM\ \text{máx}} + R_{21}/h_{FE\ \text{mín}\ TR9} \cdot h_{FE\ \text{mín}\ TR7}.$$

Las ganancias en corriente c.c. de $TR7$ y $TR9$ se pueden multiplicar para obtener la ganancia de corriente total puesto que los dos transistores se pueden considerar como uno solo (Darlington complementario). La mínima ganancia de corriente continua total y $\Delta V_{BE\ máx\ TR7}$ se aplica a la máxima corriente de salida

Para $I_{CM\ \text{máx}\ TR9} = I_{LM\ \text{máx}} = 3{,}3$ A y $h_{FE\ \text{mín}\ TR9} = 20$:

$$I_{BM\ \text{máx}\ TR9} = I_{CM\ \text{máx}\ TR9}/h_{FE\ \text{mín}\ TR9} = 3{,}3/20 = 165\ \text{mA}.$$

Para el transistor BD135, el límite inferior de ganancia en corriente c.c. $h_{FE\ mín\ TR7}$ para $I_{CM\ máx\ TR7} = I_{BM\ máx\ TR9}$ será igual a 40. Puesto que $h_{FE\ mín\ TR9} \cdot h_{FE\ mín\ TR7} = 40 \times 20 = 800$. Para $\Delta V_{BE\ máx\ TR7} = 0{,}3$ V, se deduce que

$$R_{em} = 0{,}5 + 0{,}3/3{,}3 + 470/800 = 1{,}18\ \Omega.$$

Si sustituimos estos valores en la ecuación para $R12$, los valores límite para $R12$ serán

$$R_{12} = (800 \times 3{,}97 - 470)/2 \pm$$

$$\pm \sqrt{\{(800 \times 3{,}97 - 470)/2\}^2 - 800 \times 1{,}18\,(470 - 3{,}97)}$$

$$= (1355 \pm 1180)\ \Omega = 2535\ \Omega \ \text{ y } \ 175\ \Omega.$$

Para mantener baja la corriente excitadora, se ha elegido un valor de 1,8 kΩ para $R12$.

— La corriente de reposo $I_{CQ\ TR4}$ y la disipación del transistor excitador de etapa previa $TR4$ (sin excitación) se han de calcular para $V_B' = 20$ V

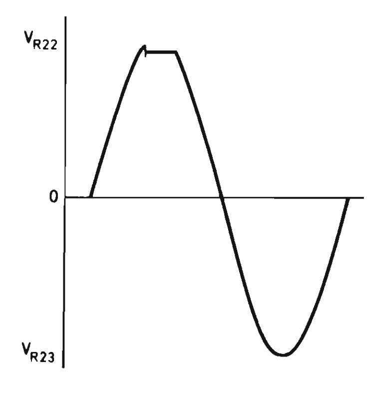
$$I_{CQ\ TR4} = (V_B' - V_{BE\ TR7})/(R_{11} + R_{12})$$

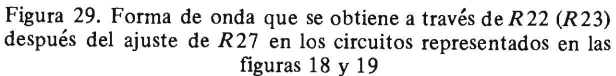
$$= (20 - 0{,}6)/(0{,}47 + 1{,}8) = 8{,}5\ \text{mA}.$$

La máxima disipación de $TR4$ para un exceso de la tensión de red del 10% es

$$P_{tot\ TR4} \approx 1{,}1^2\ V_B'\ I_{CQ\ TR4} = 1{,}1^2 \times 20 \times 8{,}5 = 205\ \text{mW}.$$

Para $T_{j\ máx} = 150$ °C y $R_{th\ j\text{-}a} \leqslant 0{,}25$ °C/W no se necesita radiador para el transistor BC547. Para $T = 50$ °C, la máxima temperatura que aparece en la unión es $T_{j\ máx}' = 50 + 0{,}25 \times 205 = 101$ °C.




Figura 29. Forma de onda que se obtiene a través de $R22$ ($R23$) después del ajuste de $R27$ en los circuitos representados en las figuras 18 y 19

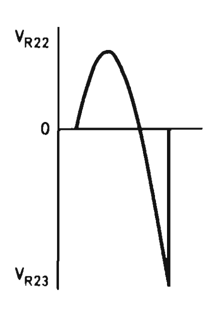


Figura 30. Forma de onda que se ha de obtener a través de $R22$ ($R23$) después del ajuste de $R27$ y $R28$ en los circuitos representados en las figuras 18 y 19

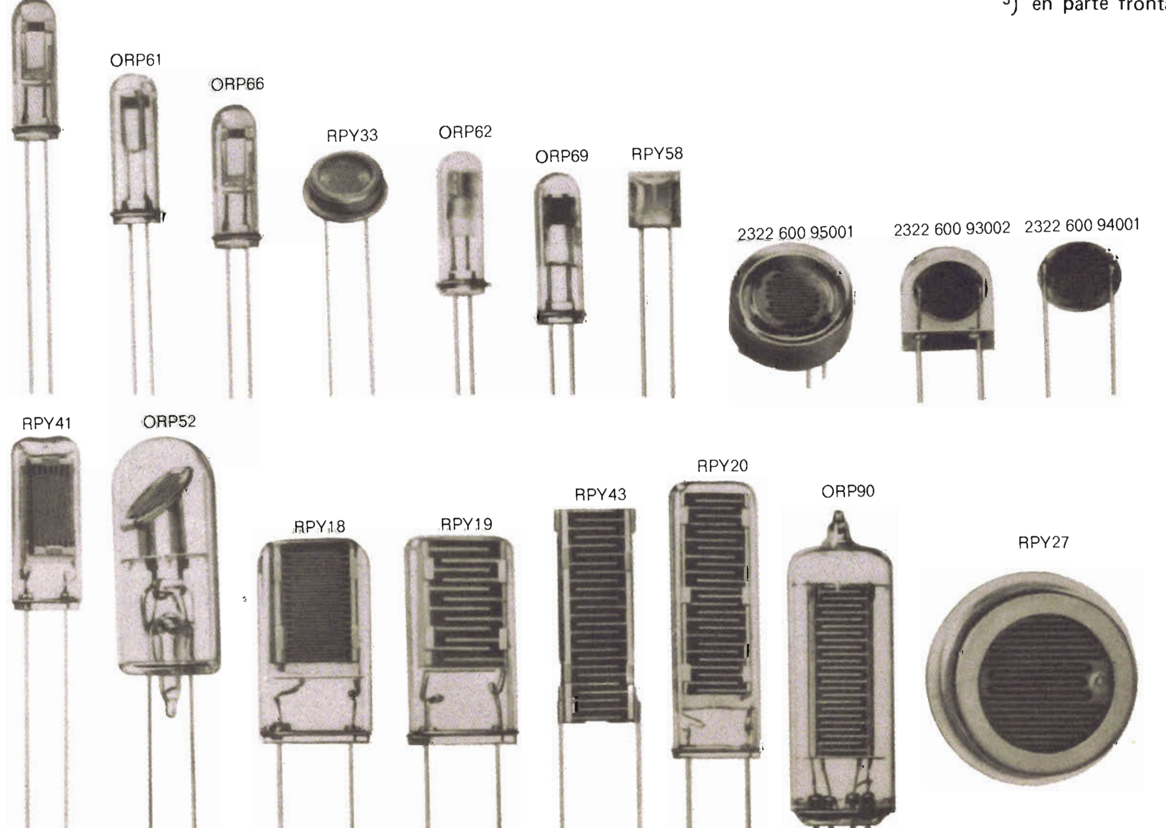
Apéndice 3

La red protectora contra cortocircuitos se ha de ajustar del siguiente modo (véanse las figuras 18 y 19; el ajuste se indica para el amplificador de 25 W/4 Ω, pues los pasos que se han de seguir en el ajuste son idénticos para los demás amplificadores a excepción de aquellos valores que se han de adaptar):

- preajustar los potenciómetros de ajuste $R27$ y $R28$ a sus posiciones medias
- conectar un resistor de 2Ω (⩾ 50 W) a través de los terminales de salida del amplificador
- conectar un osciloscopio a través del resistor $R22$; la otra entrada de un osciloscopio de doble haz, si se usa, se puede conectar a través de $R23$
- aplicar una señal de entrada de 1 kHz de amplitud suficiente para producir una tensión de pico de unos 1,5 V a través de $R22$
- ajustar $R27$ para recortar la forma de onda a través de $R22$ a 1,4 V aproximadamente (véase fig. 29)
- ajustar $R28$ para obtener una forma de onda similar a la que se muestra en la figura 30.

Tipo	Parte sensible	Disipación (máx.)	Resistencia oscuridad inicial	Resistencia iluminación inicial a 50 lux	Tensión (máx.)	Dimensiones (máx.)
ORP60	frontal	70 mW	> 200 MΩ	60 kΩ	350 V	16,5 x ø 5,2 mm
ORP61	lateral	70 mW	> 200 MΩ	60 kΩ	350 V	16,5 x ø 5,2 mm
ORP66	frontal	70 mW	> 200 MΩ	< 55 kΩ	350 V	16,5 x ø 5,2 mm
RPY33	frontal	75 mW	> 0,1 MΩ	3,5 kΩ [1])	50 V	3,4 x ø 9,4 mm
ORP62	lateral	100 mW	> 150 MΩ	45 kΩ	350 V	16,5 x ø 5,2 mm
ORP69	frontal y lateral	100 mW	> 100 MΩ	30 kΩ [3])	350 V	16,5 x ø 5,2 mm
RPY58	lateral	200 mW	> 0,2 MΩ	0,6 kΩ	50 V	6 x 6 x 2 mm
2322 600 95001	frontal	200 mW		75 to 300 Ω[2])	150 V	9 x ø 14 mm
2322 600 93002	lateral	200 mW		75 to 300 Ω[2])	150 V	11 x 13,5 x 3,7 mm
2322 600 94001	lateral	200 mW		75 to 300 Ω[2])	150 V	2,3 x ø 9,1 mm
RPY41	lateral	225 mW	> 9 MΩ	1,6 kΩ	100 V	22 x 10,3 x 4,3 mm
ORP52	frontal y lateral	400 mW	> 4 MΩ	1,2 kΩ [3])	200 V	36 x ø 15,9 mm
RPY18	lateral	500 mW	> 5,6 MΩ	0,4 kΩ	100 V	27 x 16,3 x 6 mm
RPY19	lateral	500 mW	> 10 MΩ	3 kΩ	400 V	27 x 16,3 x 6 mm
RPY43	lateral	750 mW	> 10 MΩ	1,5 kΩ	400 V	30,5 x 13,5 x 2 mm
RPY20	lateral	1 W	> 6,5 MΩ	1,5 kΩ	400 V	43 x 16 x 6 mm
ORP90	lateral	1 W	> 4 MΩ	1 kΩ	350 V	54 x ø 19 mm
RPY27	frontal	1 W	> 6 MΩ	0,65 kΩ	400 V	7,6 x ø 32 mm

[1]) a 25,6 lux
[2]) a 1000 lux
[3]) en parte frontal



AMPLIFICADOR DE AUDIO DE **25** W PARA **HI-FI** CON TRANSISTORES DARLINGTON **BD266** Y **BD267**

En este artículo se describe un amplificador de audió compacto para alta fidelidad, de 25 W, con protección opcional frente a cortocircuitos y que utiliza los transistores Darlington BD266 y BD267 en la etapa de salida.

La fabricación de transistores complementarios para aplicaciones de audio de alta potencia ha presentado ciertas dificultades. Por ello las etapas de salida de los amplificadores de audio de alta potencia utilizaban transistores de salida de igual polaridad conectados con los circuitos excitadores complementarios en un montaje casi complementario. Un paso lógico para la producción en serie de amplificadores para reducir costes de producción, consiste en combinar cada transistor de salida de un par complementario con su excitador asociado. Esto es lo que se ha conseguido con los nuevos transistores BD266 y BD267 en la gama de transistores de potencia de silicio. Cada conjunto está contenido en una cápsula de plástico de tres terminales SOT-67 y consta de un transistor de salida en conexión Darlington con su transistor excitador, dos resistores y un diodo de protección.

Las ventajas de este diseño en comparación con circuitos que emplean transistores discretos en la etapa de salida son las siguientes:

- menos componentes y soldaduras
- reducción del coste de montaje y de las dimensiones del equipo
- buena zona de trabajo seguro (SOAR) conseguida mediante tecnología de base epitaxial
- amplio ancho de banda de potencia gracias al valor relativamente alto de f_T de dichos transistores en aplicaciones de audio.

El amplificador de audio que describimos presenta unas características que sobrepasan la norma europea (DIN 45500) para reproducción de sonido de alta fidelidad. Entregará 25 W eficaces de potencia de salida a un altavoz de 4 ohmios. Se emplean sólo transistores de sili-

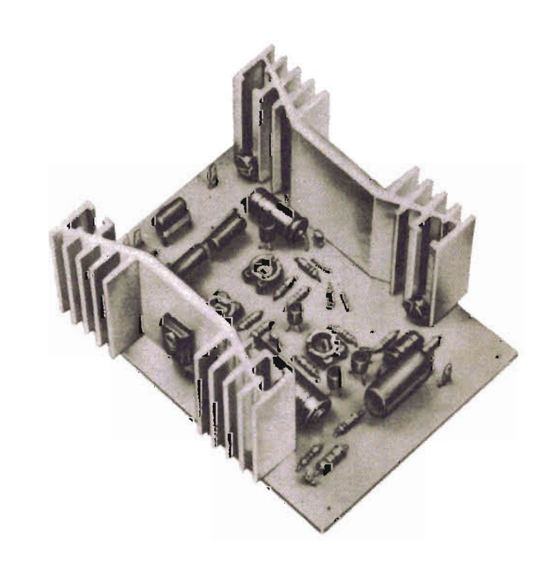


Figura 1. Amplificador de audio de 25 W para HI-FI con transistores de salida Darlington BD266 y BD267.

cio y la etapa de salida comprende transistores Darlington conectados en montaje complementario clase B. Las figuras 2 y 3 representan el circuito del amplificador y la red de protección contra cortocircuitos, respectivamente.

CARACTERISTICAS

Tensión de alimentación	39 V c.c.
Corriente de reposo (transistores de salida)	20 mA
Consumo de corriente (salida completa)	1,2 A
Señal de entrada para salida completa	400 mV
Impedancia de entrada	150 kΩ
Impedancia de salida	0,04 Ω
Distorsión de intermodulación a 25 W (DIN 45500)	0,6 %
Señal sin ponderar para factor de ruido a 50 mW	> 75 dB
Respuesta de frecuencia de –0,5 dB (nivel de referencia 6 dB por debajo de 25 W)	15 Hz a 70 kHz (fig. 5)
Ancho de banda de potencia de 3 dB (distorsión total 1 %)	12 Hz a 60 kHz
Distorsión de armónicos (1 kHz a 25 W)	0,1 % (fig. 6)

ETAPAS DE ENTRADA

En la etapa preamplificadora se utiliza un transistor BC558. La utilización de este tipo permite la aplicación de un elevado nivel de realimentación a través de los resistores *R*3, *R*4 y *R*17. El transistor tiene una corriente de trabajo de 0,5 mA y esta etapa también funciona como el estabilizador de tensión de punto medio. Para una buena estabilización, *R*4 no ha de tener un valor demasiado grande; pero, por otra parte, para un factor

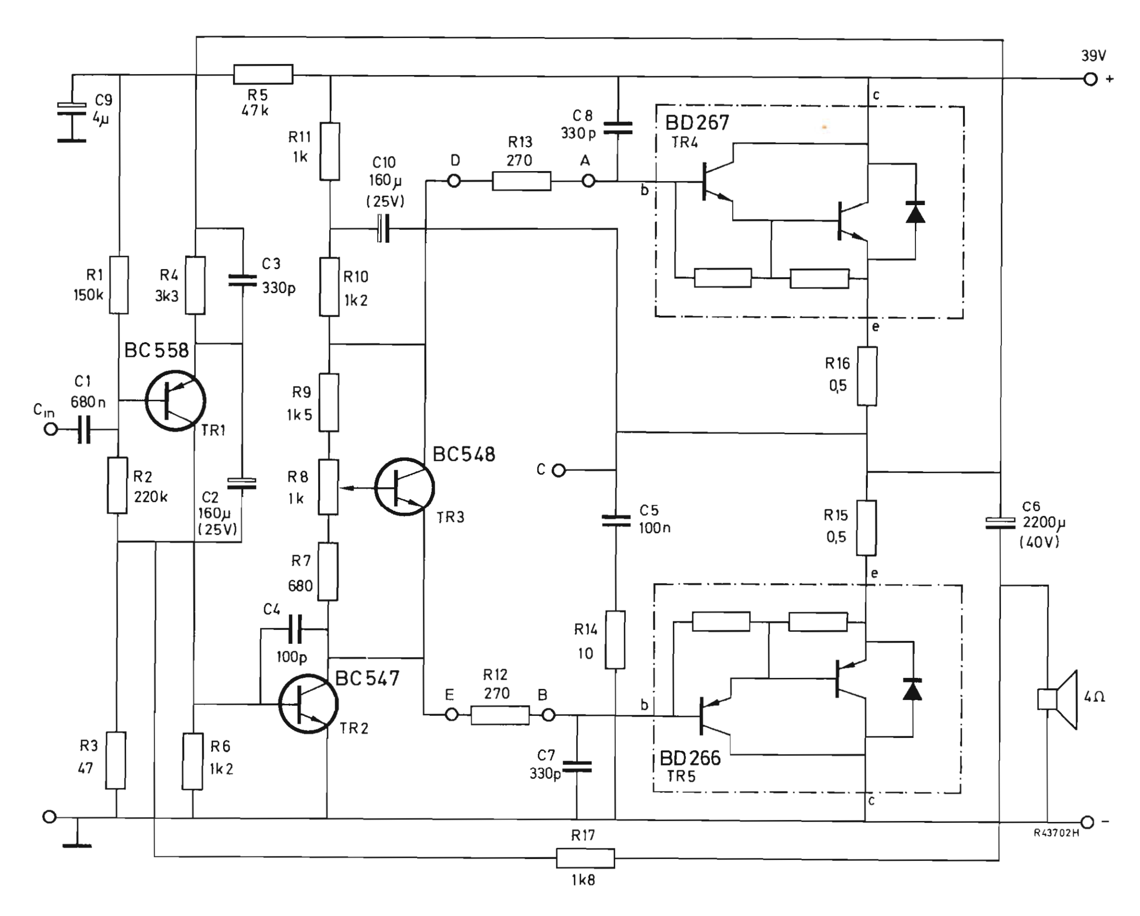


Figura 2. Circuito del amplificador de audio de 25 W para HI-FI.

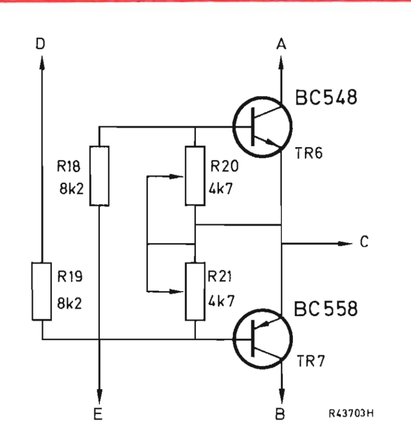


Figura 3. Red protectora contra cortocircuitos.

elevado de realimentación de c.a. del altavoz, el valor de $R4$ ha de ser lo más elevado posible en relación con $R17$ ($R4$ y $R17$ están realmente en paralelo). En este circuito se ha elegido un valor de 3,3 kΩ para $R4$. Debido al elevado factor de realimentación, la impedancia de entrada del amplificador es igual al valor de $R1$, es decir, es igual a 150 kΩ.

La etapa de entrada excitadora de clase A, $TR2$, utiliza un transistor BC547, y para disminuir la característica de alta frecuencia de esta etapa se conecta un condensador adicional de 100 pF ($C4$) entre el colector y la base de $TR2$.

ETAPA DE SALIDA

Características de los transistores BD266 y BD267

V_{CBO} máx	60 V
V_{CEO} máx	60 V
I_{CM} máx	8 A
P_{tot} máx	55 W
T_j máx	150 °C
$R_{th\ j\text{-}mb}$	2,3 °C/W
ganancia de corriente c.c. (I_C = 3 A, V_{CE} = 3 V)	h_{FE} = 750 mín.
frecuencia de transición (I_C = 3 A, V_{CE} = 3 V)	f_T = 2,5 MHz

Tensión de alimentación

Para una salida de potencia de 25 W, las mínimas tensiones de c.c. necesarias a través de $TR4$ y $TR5$ son de 18,5 V y de 20,4 V, respectivamente. Por tanto, se ha elegido una tensión nominal de alimentación de 39 V para este circuito.

Estabilidad térmica

A fin de compensar las corrientes de reposo de los transistores de salida, deben compensarse los potenciales de base/emisor con relación a cambios de tensión originados por fluctuaciones de temperatura del mismo modo que en los circuitos similares que emplean transistores discretos. El circuito de compensación comprende $TR3$ que funciona como un diodo regulador de tensión junto con los resistores $R7$, $R8$ y $R9$. La dependencia de temperatura del potencial colector/emisor de $TR3$ se iguala a las dependencias de temperatura de los potenciales base/emisor de los transistores de salida $TR4$ y $TR5$ (aproximadamente, 4 mV/°C en cada caso) ajustando $R8$. Las variaciones de potencia base/emisor de $TR3$ ocasionan una variación en el potencial colector/emisor del transistor de acuerdo con la relación R_{CE}/R_{BE}; esta relación es ajustable entre los límites 1,8 y 4,5; así, pues, fijando la relación a 4, se puede conseguir fácilmente la estabilización de la corriente de reposo.

Condiciones del radiador

Cuando se emplea una fuente de alimentación estabilizada, la máxima disipación se presenta en $TR5$ (V = = 20,4 V, RL = 4 Ω, RE = 0,5 Ω) y viene dada por:

$$P_{tot} = \frac{V^2}{\pi^2\ (0{,}8\ RL + RE)} = 11{,}4\ \text{W}.$$

El valor de $R_{th\ j\text{-}a}$ para una temperatura ambiente de 50°C y T_j = 150 viene dado por:

$$\frac{150 - 50}{11{,}4} = 8{,}8\ °\text{C/W}.$$

El valor de $R_{th\ h\text{-}a}$ se halla con:

$$R_{th\ j\text{-}a} - (R_{th\ j\text{-}mb} + R_{th\ mb\text{-}h}).$$

Para los transistores BD266 y BD267, $R_{th\ j\text{-}mb}$ = = 2,3°C/W, y $R_{th\ mb\text{-}h}$ con grasa es de unos 0,5°C/W.

Por consiguiente,

$$R_{th\ h\text{-}a} = 8{,}8 - (2{,}3 + 0{,}5) = 6\ °\text{C/W (sin disco de mica)}$$

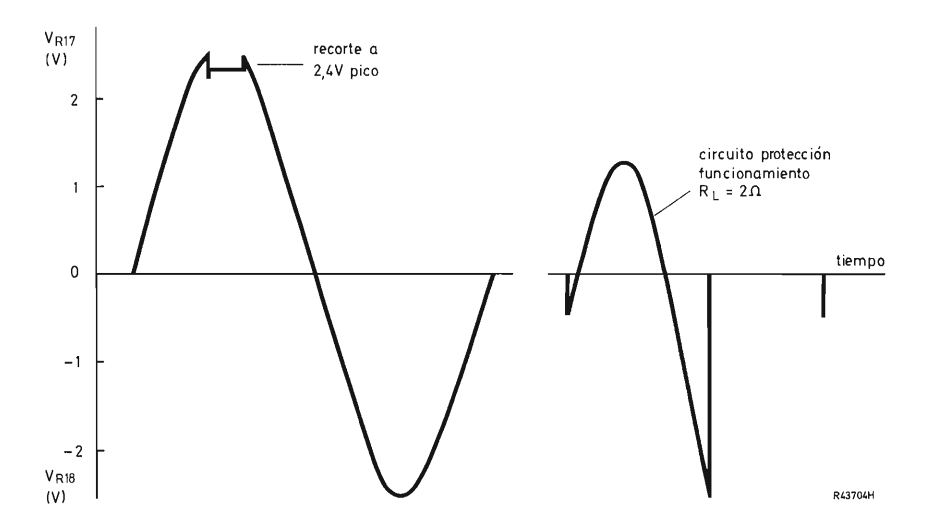


Figura 4. Ajuste de la red protectora contra cortocircuito.

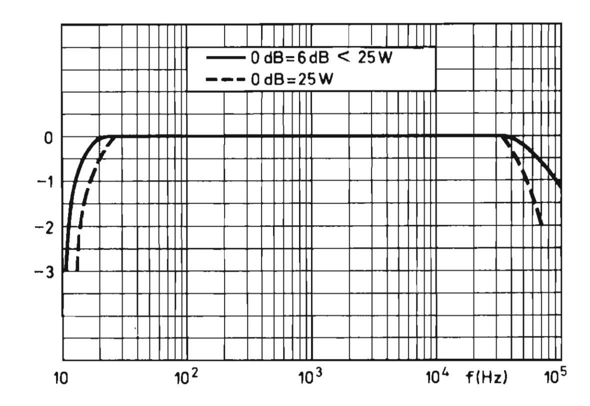


Figura 5. Respuesta de frecuencia.

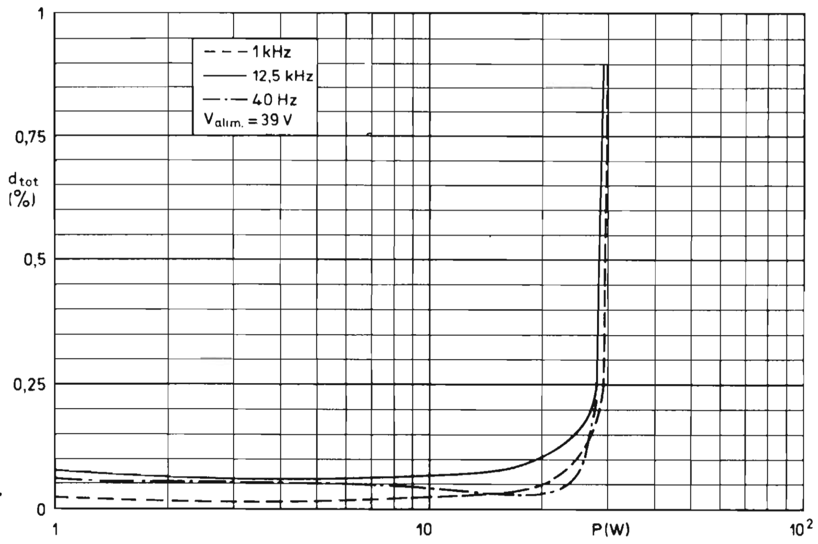


Figura 6. Distorsión de armónicos.

Por ejemplo, resulta aconsejable un radiador vertical de aluminio brillante con un espesor de 2 mm y una superficie (una cara) de 80 cm^2. Si se desea la máxima protección deberá utilizarse para cada transistor de salida un radiador de aluminio ennegrecido de igual superficie.

Protección frente a cortocircuitos

El cortocircuito de los terminales de salida del amplificador da origen a fuertes corrientes a través de los transistores de salida. La consecuencia inmediata de esto no plantea problemas; aunque la realimentación falle y una señal de entrada muy pequeña produzca una gran sobreexcitación, los transistores Darlington tienen un gran margen de seguridad antes de que se sobrepasen sus valores límite. La figura 3 representa el circuito de la red de protección contra cortocircuitos. En condiciones de funcionamiento normal los transistores no conducen, pero cuando aumenta la corriente de salida debido a un cortocircuito, los potenciales de base de los transistores de salida cambian muy rápidamente en relación con la tensión de c.c. de punto medio. A partir de un determinado nivel, los transistores de protección conducen y las co-

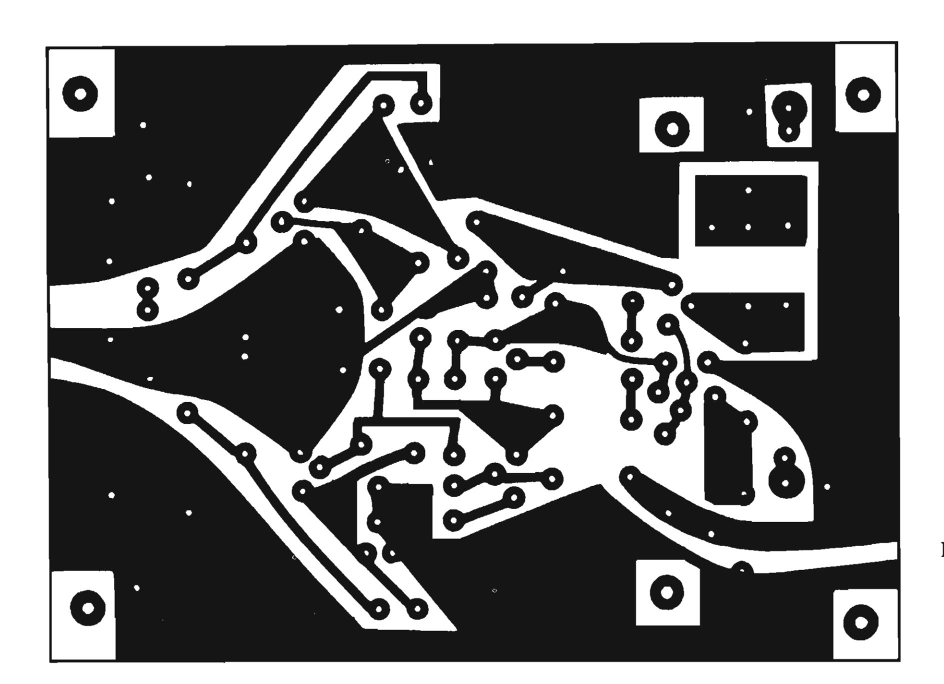


Figura 7. Placa de circuito impreso (lado del cobre).

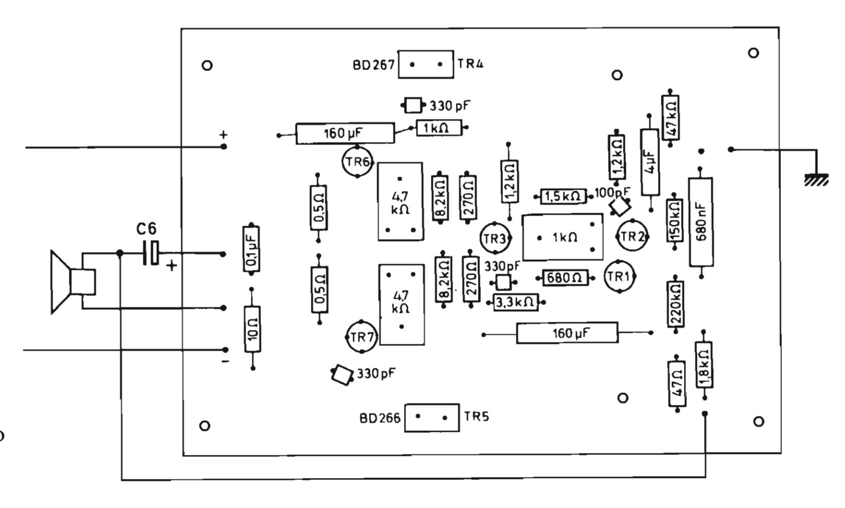


Figura 8. Placa de circuito impreso (lado de los componentes).

rrientes c.a. de excitación para los transistores de salida se desvían a través de *TR*6 y *TR*7. El nivel para el cual los transistores de protección comienzan a conducir se ajusta a 2,5 V (corriente de pico de salida de 5 A) mediante los potenciómetros ajustables *R*20 y *R*21 del siguiente modo:

a) ajústense los potenciómetros *R*20 y *R*21 en su posición media

b) conéctese un resistor de 2 Ω, 40 W en la salida del amplificador

c) conéctese un osciloscopio entre extremos de *R*16; si el osciloscopio es de doble haz, conéctese su otra entrada entre extremos de *R*15

d) inyéctese una señal de entrada de 1000 Hz de suficiente amplitud para producir una señal de pico de 2,5 V a través de *R*16

e) ajústese *R*20 para fijar la forma de onda a 2,5 V, como se indica en la figura 4a

f) ajústese *R*21 para una forma de onda entre extremos de *R*15 similar a la que se muestra en la figura 4b; esto indicará que el circuito de protección ha comenzado a trabajar entonces.

Si los terminales de salida no están cortocircuitados y, por el contrario, existe una condición de carga compleja y una fuerte sobreexcitación, la corriente de salida puede ser más alta que la máxima excursión de onda sinusoidal y funcionará el circuito de protección. Los transistores de salida pueden, entonces, polarizarse en sentido inverso debido a la presencia de los transistores de protección y a la energía en la carga compleja. Si no existiera protección adicional, los transistores de salida podrían dañarse debido a la ruptura de tensión inversa. Para evitar esto, se incorpora un diodo en cada transistor de salida; los diodos están conectados en sentido inverso entre el emisor y colector de la parte de salida de cada par Darlington. Señalemos que, si se utiliza una fuente de alimentación estabilizada con limitación de corriente, la red de protección contra cortocircuito no es necesaria.

FUENTE DE ALIMENTACION ESTABILIZADA CON TRANSISTOR DARLINGTON **BDX63**

En comparación con los transistores convencionales en circuitos estabilizadores de tensión, los transistores Darlington proporcionan una ganancia de corriente más elevada y, en la mayoría de aplicaciones, permiten construir un circuito con menos componentes. Por estas razones, la utilización de un transistor Darlington reduce los costes de montaje y el tamaño del circuito.

El transistor BDX63 es uno de los tipos de la nueva gama de transistores de potencia Darlington realizado con técnica de base epitaxial. Estos transistores se presentan con una amplia variedad de cápsulas, tensiones y corrientes. Todos los tipos tienen una zona de trabajo de seguridad grande (SOAR), buen comportamiento frente a segunda ruptura y gran capacidad de energía para alimentación de cargas inductivas.

En este artículo describimos una fuente de alimentación de c.c. estabilizada en la cual se emplea el transistor BDX63 como regulador de tensión en serie. Este circuito proporciona una salida de 40 V c.c. para cargas que requieran corrientes de hasta 2,5 A c.c. El circuito resulta ideal para la alimentación en aplicaciones domésticas de audio, televisión y radio y también resulta aconsejable para aplicaciones de alimentación en equipos industriales.

CARACTERISTICAS DE FUNCIONAMIENTO

Tensión de entrada (V_{in})	50 V c.c. ± 10 %
Tensión de salida (V_o)	40 V c.c. ± 0,5 V c.c.
Corriente de salida c.c.	0 a 2,5 A
Corriente de pico de salida	7,5 A
Impedancia de salida (Z_o)	0,4 Ω

CARACTERISTICAS DEL TRANSISTOR BDX63

V_{CBO} máx	80 V
V_{CEO} máx	60 V
I_{CM} máx	12 A
P_{tot} máx	90 W
T_j máx	200 °C
h_{FE} máx	⩾ 1000 a 3 A
$R_{th\ j\text{-}mb}$ máx	1,94 °C/W

FUNCIONAMIENTO DEL CIRCUITO

En la figura 1 se representa el circuito de la fuente de alimentación; en dicha figura se puede ver que *TR*1 es el transistor Darlington regulador de tensión conectado en serie y *TR*2 es el transistor de control; el diodo regulador de tensión *D*1, junto con *R*7, mantiene el potencial de emisor de *TR*2 a un nivel constante de 22 V.

Un aumento del nivel de la tensión de salida hace que el potencial en el cursor de *R*6 aumente, con lo cual se reduce el potencial de base/emisor del transistor de control *TR*2 y, por tanto, se reducen las corrientes de colector de este transistor y de *TR*1a y *TR*1b, a la vez que disminuye el nivel de la tensión de salida en sentido opuesto

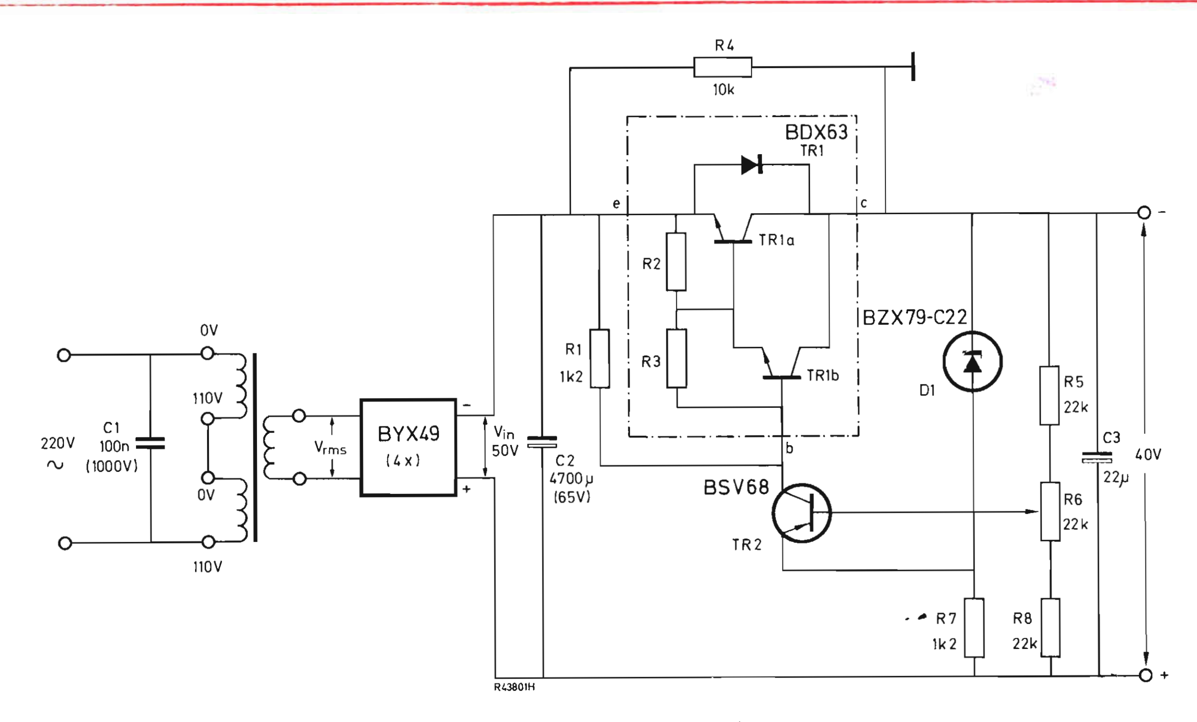


Figura 1. Esquema de la fuente de alimentación estabilizada.

al aumento original. El efecto contrario tiene lugar para una disminución de la tensión de salida.

El circuito proporciona protección automática para el caso eventual de que los terminales de salida resulten cortocircuitados pues, en tal circunstancia, el potencial base de *TR*2 se reduce a 0 V, el transistor deja de conducir y la tensión de salida queda reducida a 0 V. El nivel de corriente de salida con el cual se inicia este efecto está determinado por el valor de *R*7. El resistor *R*4 facilita el nuevo arranque después de un cortocircuito.

CONSIDERACIONES DE DISEÑO

Elección del transistor de salida

Para este diseño, las corrientes media y máxima de salida necesarias son 2,5 A y 7,5 A, respectivamente. Si se toman en cuenta las posibles fluctuaciones de la red (± 10 %), pérdidas en los devanados del transformador de red, la máxima tensión a través del rectificador puente y la tensión de ondulación a través del primer condensador de filtro, se necesita una tensión nominal de entrada de 50 V c.c. aproximadamente. En las condiciones más desfavorables (aumento del 10 % en la tensión de red y mínima carga), la tensión de entrada podría aumentar hasta 55 V. Por consiguiente debe utilizarse un transistor de salida cuya I_{CM} sea superior a 7,5 A y una V_{CEO} superior a 55 V. El tipo BDX63 (I_{CM} = 12 A, V_{CEO} = 60 V) constituye, pues, un tipo adecuado.

Elección del transistor excitador

La salida de corriente de pico de esta fuente de alimentación es de 7,5 A y, para esta corriente, el mínimo h_{FE} del transistor de salida es aproximadamente igual a 500. La corriente de pico (I_{CM}) necesaria para el transistor excitador es, por consiguiente, de 7,5/500 = 15 mA, y la máxima tensión V_{CEO} ha de ser superior a V_{in} máx (55 V). La salida de corriente media de la fuente de alimentación es de 2,5 A; con esta corriente, el mínimo h_{FE} del transistor de salida es aproximadamente igual a 1000. La disipación media de potencia necesaria para el transistor de excitación es, por consiguiente, $V_{CE} \times I_C$ = = (55 – 18) × 2,5/1000 = 100 mW. Todas estas condiciones las cumple el transistor BSV68 (V_{CEO} máx = 100 V, I_{CM} máx = 100 mA, P_{tot} máx = 300 mW).

Elección del diodo regulador de tensión

Para asegurar la regulación adecuada para la corriente de salida de pico (7,5 A), es necesario elegir un nivel de tensión de referencia que permita una realimentación lo suficientemente elevada durante las máximas variaciones

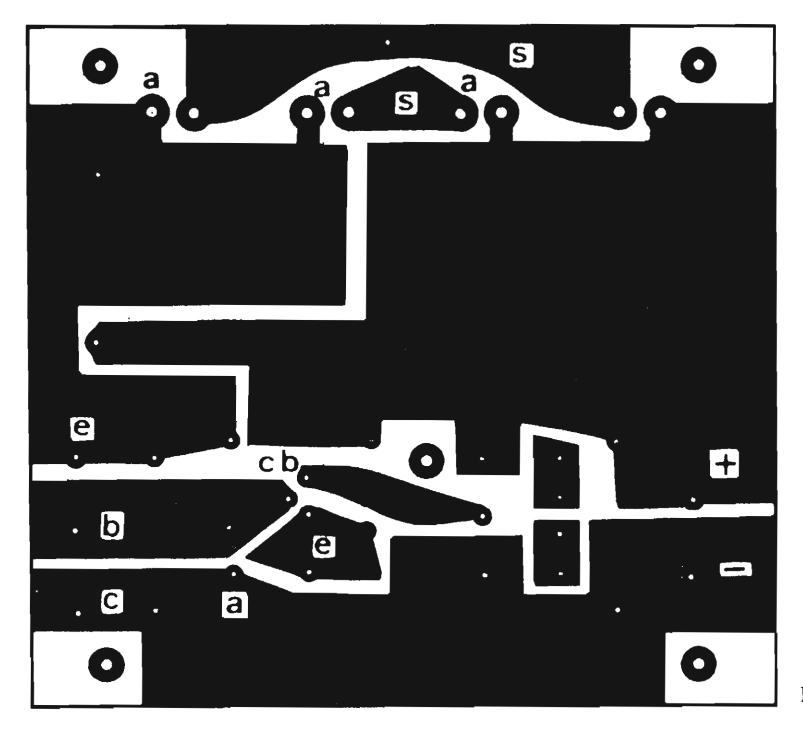


Figura 2. Placa de circuito impreso (lado del cobre)

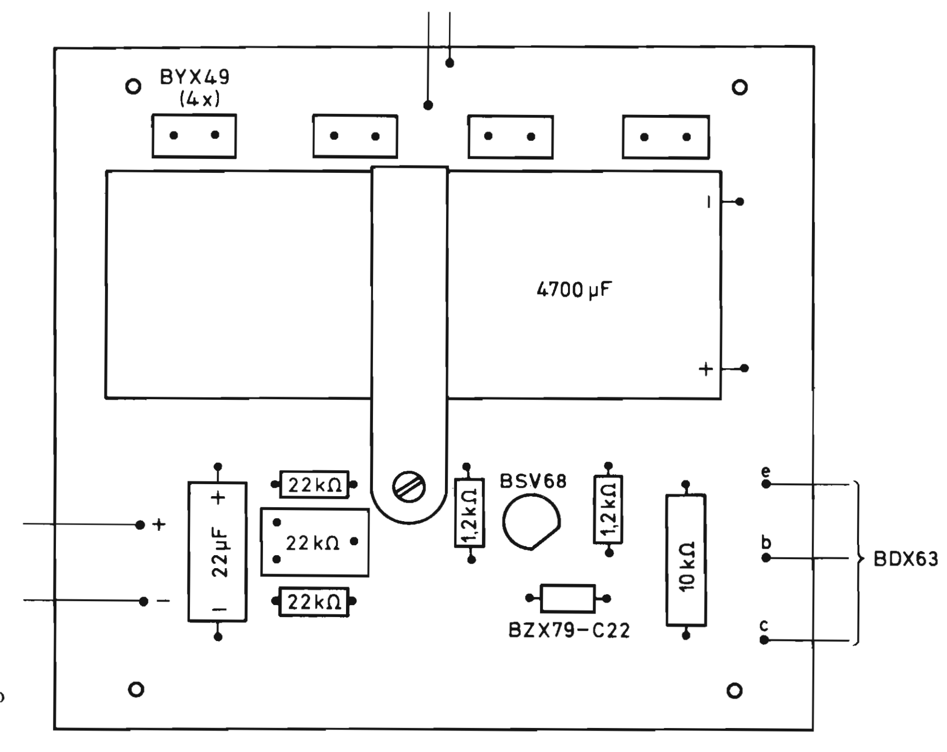


Figura 3. Placa de circuito impreso (lado de los componentes).

de la tensión de salida; se ha elegido un valor aproximadamente igual a la mitad de la tensión de salida estabilizada (22 V). Por consiguiente, el valor de $R7$ es igual a $(V_{stab} - V_{ref})/I_{CM}$ del transistor de excitación = (40 – 22)/15 = 1,2 kΩ. La máxima disipación de potencia en el diodo regulador de tensión es V_{ref}/I_{CM} del transistor excitador = 22 × 0,015 = 330 mW. El diodo regulador de tensión BZX79C22 (V_Z = 22 V, P_{tot} = 400 mW) satisface estas condiciones.

Condiciones del radiador

La máxima disipación de potencia c.c. para el transistor de salida viene dada por:

$$(V_{in}\ \text{máx} - V_{stab}) \times 2{,}5 = (55 - 40) \times 2{,}5 = 37{,}5\ \text{W}.$$

El valor de $R_{th\ j\text{-}a}$ para una temperatura ambiente de 50°C y T_j = 200°C viene dado por:

$$\frac{200 - 50}{37{,}5} = 4\ °\text{C/W}.$$

El valor de $R_{th\ h\text{-}a}$ viene dado por:

$$R_{th\ j\text{-}a} - R_{th\ j\text{-}mb}.$$

Para la cápsula T0-3, $R_{th\ j\text{-}mb}$ = 1,94°C/W, por consiguiente

$$R_{th\ h\text{-}a} = 4 - 1{,}94 = 2{,}06\ °\text{C/W}$$

(sin disco de mica)

Debe observarse que en ciertas aplicaciones que requieren una corriente inferior a 2,5 A, el radiador necesario es bastante más pequeño. En tales casos el transistor de salida se puede montar en el chasis de la fuente de alimentación que actúa a modo de radiador eficaz y barato.

GUIA DE SUSTITUCION DE TRANSISTORES

Tipo a sustituir	Tipo de sustitución
AC107	(AC125R)
AC116	(AC125)
AC117	AC128K
AC121	AC128
AC122	(AC125)
AC124	(AC128K)
AC127	AC127
AC128	AC128
AC130	(AC127)
AC131	(AC128)
AC131/30	(AC128)
AC132	AC132
AC150/30	(AC125R)
AC151	(AC125)
AC152	AC128
AC153	AC128
AC153K	AC128K
AC160K	(AC125R)
AC161	AC125R
AC162	AC128
AC163	AC128
AC170	(AC125)
AC171	(AC126)
AC172	AC127
AC173	AC132
AC175	(AC187K)
AC176	(AC187)
AC176K	(AC187K)
AC178	AC128K
AC179	(AC187K)
AC180	AC128
AC180K	AC128K
AC181	(AC127)
AC181K	(AC187K)
AC184	AC128
AC185	AC127
AC186	(AC187K)
AC187	AC187
AC187	AC187K
AC188	AC188
AC188K	AC188K
AC193K	(AC188K)
AC194K	AC187K
ACY16	(AC128K)
ACY23	AC125
ACY32	AC125R
ACY33	AC128
ACY38	(AC125R)
AD130	AD149
AD131	(AD149)
AD132	(ASZ15)
AD133	(ADZ11)
AD136	(ASZ18)
AD138	ASZ16
AD138/50	(ASZ15)
AD139	AD139
AD142	(ASZ15)
AD143	(ASZ16)
AD145	(ASZ16)
AD148	(AD139)
AD149	AD149
AD150	AD149
AD152	(AD162)
AD153	AD149
AD155	AD162
AD159	(ASZ17)
AD160	(ASZ16)
AD161	AD161
AD162	AD162
AD163	(ASZ15)

Tipo a sustituir	Tipo de sustitución
AD164	AD162
AD165	AD161
AD166	(BD132)
AD169	(AD162)
AD262	AD139
AD263	(BD132)
ADY26	ADY26
ADY27	AD149
ADY28	ASZ15
ADZ11	ADZ11
ADZ12	ADZ12
AF102	(AF106)
AF106	AF106
AF109R	AF109R
AF114	(AF124)
AF115	(AF125)
AF116	(AF126)
AF117	(AF127)
AF118	AF118
AF121	AF121
AF124	AF124
AF125	AF125
AF126	AF126
AF127	AF127
AF134	(AF124)
AF135	(AF125)
AF136	(AF125)
AF137	(AF126)
AF138	(AF126)
AF139	AF139
AF178	(AF106)
AF180	(AF109R)
AF181	(AF121)
AF185	(AF121)
AF193	AF121
AF200	AF121
AF201	AF121
AF202	AF121
AF202S	AF121S
AF239	AF239
AF239S	AF239S
AF240	AF239S
AF251	(AF239S)
AF252	(AF239)
AF253	(AF139)
AF267	AF267
AF279	AF279
AF280	AF280
AFY11	(AFY19)
AFY12	AF106
AFY13	(AF124)
AFY14	(ASY27)
AFY15	(AF126)
AFY16	AFY16
AFY18	(AFY19)
AFY29	(AF126)
AFY37	(AFY40)
AFY39	(AFY40)
AFY40	(AF239S)
AFY41	(AF239)
AFY42	(AFY40)
AFZ12	AF106
ASY14	(ASY77)
ASY24	(ASY80)
ASY24B	(ASY76)
ASY26	ASY26
ASY27	ASY27
ASY28	ASY28
ASY29	ASY29
ASY30	(ASY80)

Tipo a sustituir	Tipo de sustitución
ASY31	(ASY26)
ASY32	(ASY27)
ASY48	(2N2906A)
ASY70	(ASY80)
ASY73	ASY73
ASY74	ASY74
ASY75	ASY75
ASY76	ASY76
ASY77	ASY77
ASY80	ASY80
ASY81	ASY77
ASZ11	(ASY26)
ASZ12	(ASY27)
ASZ15	ASZ15
ASZ16	ASZ16
ASZ17	ASZ17
ASZ18	ASZ18
ASZ20	(ASY80)
(ASZ21	(BC178VI)
ASZ23	(BCY70)
ASZ30	(ASY26)
AT605	(BD160)
AU103	(299BD)
AU104	(299BD)
AU105	(ASZ15)
AU106	(299BD)
AU108	(ASZ15)
AU110	(2N3442)
AU111	(299BD)
AU112	(299BD)
AU113	(299BD)
AUY10	(2N4033)
AUY18	(BD132)
AUY19	ASZ15
AUY20	(ASZ15)
AUY21	ASZ15
AUY21A	(ASZ15)
AUY22	ASZ15
AUY22A	(ASZ15)
AUY28	(ASZ15)
AUY29	(ADZ11)
AUY30	ASZ15
AUY31	ASZ16
AUY32	ASZ15
AUY33	ASZ16
AUY34	(ASZ15)
AUY35	(ASZ16)
AUY38	(ASZ15)
BC26J	BC179
BC100	(BD115)
BC107A	BC107A
BC107B	BC107B
BC108A	BC108A
BC108B	BC108B
BC108C	BC108C
BC109B	BC109B
BC109C	BC109C
BC110	(BF177)
BC112	BC146
BC113	BC238B
BC114	BC239B
BC115	BC237A
BC116	(BC307VI)
BC117	BF178
BC118	BC237A

Tipo a sustituir	Tipo de sustitución
BC119	2N2218
BC120	2N2218
BC121BL	(BC146GN)
BC121YW	(BC146YW)
BC121GR	(BC146YW)
BC121WH	(BC146RD)
BC122BL	(BC146GN)
BC122YW	(BC146YW)
BC122GR	(BC146GN)
BC122WH	(BC146RD)
BC125	(BC337)
BC126	(BC338)
BC127	BC146RD
BC128	BC146GN
BC129	(BC107)
BC130	(BC108)
BC131	(BC109)
BC132	BC238A
BC134	(BC237B)
BC135	(BC237A)
BC136	(BC237A)
BC137	(BC327)
BC138	2N2219
BC139	2N2904
BC140-6	BC140-6
BC140-10	BC140-10
BC140-16	BC140-16
BC141-6	BC141-6
BC141-10	BC141-10
BC141-16	BC141-16
BC142	BC141-6
BC143	BC161-6
BC144	2N2218A
BC145	BF178
BC146	BC146
BC147	BC147
BC148	BC148
BC149	BC149
BC153	BC307A
BC154	BC307A
BC155	(BC146)
BC156	BC146
BV157	BC157
BC158	BC158
BC159	BC159
BC160-6	BC160-6
BC160-10	BC160-10
BC160-16	BC160-16
BC161-6	BC161-6
BC161-10	BC161-10
BC161-16	BC161-16
BC167	BC237
BC168	BC238
BC169	BC239
BC170A	BC238A
BC170B	BC238A
BC170C	BC238
BC171A	BC237A
BC171B	BC237B
BC172A	BC238A
BC172B	BC238B
BC172C	BC238C
BC173B	BC239B
BC173C	BC239C
BC174A	BC174A
BC174B	BC174B
BC177	BC177
BC178	BC178
BC179	BC179
BC181	(BC308VI)

Tipo a sustituir	Tipo de sustitución
BC182	BC174
BC183	(BC237A)
BC184	(BC239B)
BC185	2N2219
BC186	BC107A
BC187	BC177VI
BC190A	(BC107A)
BC190B	(BC107A)
BC192	2N2907
BC194	(BC246RD)
BC196/4	(BC200RD)
BC196A	(BC200GN
BC196B	(BC200YW
BC197	(BC237B)
BC198	(BC146YW
BC199	(BC146GN)
BC200	BC200
BC201	(BC200)
BC202	(BC200YW)
BC203	(BC200YW)
BC204	BC307
BC213	(BC307VI)
BC214	(BC307A)
BC215A	BC327
BC215B	BC327
BC216	(BC107A)
BC220	(BC237A)
BC221	BC328
BC222	BC338
BC223	BC337
BC224	BC308B
BC225	(BC307A)
BC231A	BC327
BC231B	BC327
BC232A	BC337
BC232B	BC337
BC237	BC237
BC238	BC238
BC239	BC239
BC250A	BC308VI
BC250B	BC308VI
BC250C	BC308B
BC251A	BC307A
BC251B	(BC208B)
BC251C	(BC308B)
BC252A	BC308A
BC252B	BC308B
BC252C	(BC308B)
BC253A	BC309A
BC253B	BC309B
BC253C	(BC309B)
BC254	(BC307A)
BC255	(BC337)
BC256A	(BC307A)
BC256B	(BC307A)
BC257	(BC307)
BC258	(BC307)
BC259	(BC309)
BC260A	BC178VI
BC260B	BC178VI
BC260C	BC178B
BC261A	BC177A
BC261B	BCY79IX
BC262A	BC178A
BC262B	BC178B
BC263A	BC179A
BC263B	BC179B
BC266A	(BC307A)
BC266B	(BC307A)
BC267A	(2N2222A)

GUIA DE SUSTITUCION DE TRANSISTORES (CONTINUACION)

Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución
BFS20	BFS20	BFY68A	BFY68A	BSW27	(BSX59)	BSX59	BSX59	BU126	BU126
BFS22	BFS22	BFY69	(BC146)	BSW28	BSX59	BSX60	BSX60	BUY12	(BDY91)
BFS23	BFS23	BFY69A	(BC146)	BSW29	BSX60	BSX61	BSX61	BUY13	(BDY91)
BFS47	BSX21	BFY72	2N2219	BSW32	(BSX21)	BSX62	(BSW65)	BUY14	(BDY61)
BFS48	2N4031	BFY75	(2N2222A)	BSW33	BCW33	BSX63	BSW65	BUY16	(BDY90)
BFS52	(2N2904)	BFY77	BCY59IX	BSW34	BCW47	BSX66	BC108A	BUY17	(BDY60)
BFS53	(2N2905)	BFY80	BF177	BSW35	BCW46	BSX67	BC108A	BUY26	(2N3442)
BFS89	(BD115)	BFY85	BCY87	BSW41	BSW41	BSX68	BSX68	BUY51A	(2N3772)
BFS92	BFS92	BFY86	BCY89	BSW42	(BC238A)	BSX69	BSX69	GA004	ASY27
BFS93	BFS93	BFY87	BC146	BSW42A	(BC237A)	BSX72	2N2219	GT70	ASY26
BFS94	BFS94	BFY87A	BC146	BSW43	(BC238B)	BSX75	BSW41	ME0411	(BC307VI)
BFS95	BFS95	BFY88	(BFX89)	BSW43A	(BC237B)	BSX79	BCY59VII)	ME0412	(BC307A)
BFW16A	BFW16A	BFY90	BFY90	BSW44	(BC308VI/A)	BSX80	(BSX68)	MJ423	(BDY96)
BFW17A	BFW17A	BFY91	(BCY59VII)	BSW45	(BC308B)	BSX81	(BSW33)	MJ431	(BDY96)
BFW30	BFW30	BFY92	(BCY59VII)	BSW45A	(BC327)	BSX95	BSX95	MJ1800	(BDY98)
BFW46	2N3924	BFY99	2N3553	BSW51	2N2218	BSX96	BSX96	MJ3029	(BDY95)
BFW47	2N3553	BLY14	(2N3553)	BSW52	2N2219	BSX97	2N2218	MJE101	(BD132)
BFW60	(BC147A)	BLY15A	(2N2632)	BSW53	2N2218A	BSY10	(BF177)	MJE105	(BD132)
BFW92	BFW92	BLY17	BLY17	BSW54	2N2219A	BSY11	(BCY59VII)	MJE201	(BD131)
BFX33	(2N2218)	BLY20	(2N3375)	BSW58	BSW58	BSY17	2N914	MJE205	(BD131)
BFX34	BFX34	BLY21	(2N3632)	BSW59	BSW59	BSY18	(BSX20)	MJE340	(BD144)
BFX37	(2N2907A)	BLY22	(2N3632)	BSW61	2N2221	BSY19	BSX20	MJE305	(2N3055)
BFX38	2N4032	BLY37	BLY37	BSW62	2N2222	BSY21	BSX20	MPS292	BC238B
BFX39	2N4030	BLY38	BLY38	BSW63	2N2221A	BSY34	(BSX61)	MPS370	BC238
BFX40	(2N4031)	BLY53	BLY53	BSW64	2N2222A	BSY40	BSY40	MPS653	BC237A
BFX41	2N4031	BLY57	2N3926	BSW65	BSW65	BSY41	BSY41	MPS6532	BC237A
BFX45	BCW49	BLY58	2N3927	BSW66	BSW66	BSY44	BSX95	MPS6533	(BC177IV)
BFX47	BFX47	BLY59	2N3375	BSW67	BSW67	BSY45	2N1893	MPS6534	(BC177A)
BFX48	(2N2905)	BLY60	2N3927	BSW68	BSW68	BSY46	(2N1893)	MPS6535	(BC177IV)
BFX53	(BFY90)	BLY76	BLY76	BSW69	BSW69	BSY51	BSY51	MPSU05	(BD137)
								MPSU06	(BD139)
BFX55	(BFS23)	BLY87	BLY87	BSW72	2N2906	BSY52	BSY52		
BFX59	BFX89	BLY88	BLY88	BSW73	2N2907	BSY53	BSY53		
BFX60	BF173	BLY89	BLY89	BSW74	2N2906	BSY54	BSY54	OC16	(AD162)
BFX62	BF180	BLY91	BLY91	BSW75	2N2907	BSY55	BSY55	OC22	(AD149)
BFX89	BFX89	BLY92	BLY92	BSW82	2N2221	BSY56	BSY56	OC23	(AD149)
BFY10	(2N929)	BLY93	BLY93	BSW83	2N2222	BSY58	2N2218	OC24	(AD149)
BFY11	(2N929)	BSS10	BSX20	BSW84	2N2221A	BSY59	(BC328)	OC26	AD149
BFY12	(2N2219A)	BSS11	2N2369A	BSW85	2N2222A	BSY61	BC238A	OC27	(AD149)
BFY17	(2N2218)	BSS12	BSX20	BSW88	(BSW33)	BSY62	BSX20	OC28	ASZ15
BFY19	BC108A	BSS13	2N3053	BSW89	(BSW33)	BSY63	BSX20	OC29	ASZ16
BFY20	(2N2218)	BSS14	BFX34	BSX12	BSX12	BSY70	BSX19	OC30A	AD162
BFY22	BC146RD	BSS15	BSV94	BSX12A	BSX12A	BSY71	2N2219A	OC30B	OC30B
BFY23	BC146RD	BSS16	BSV93	BSX19	2N2368	BSY72	(BC108A)	OC35	ASZ17
BFY23A	BC146GN	BSS17	(2N4036)	BSX20	2N2369	BSY73	BC108A	OC36	ASZ18
BFY24	BC146RD	BSS18	(2N4036)	BSX21	BSX21	BSY74	BC108A	OC42	(AC125)
BFY27	(2N2222A)	BSS19	(BSW69)	BSX22	(BFY50)	BSY75	2N2221	OC44	(AF126)
BFY29	(BC146RD)	BSS20	(BSW69	BSX23	BFX34	BSY76	2N2222	OC45	(AF126)
BFY30	(BC146RD)	BSV15	BSV15	BSX24	(BSW41)	BSY77	(BSX21)	OC46	(ASY26)
BFY33	(BSX95)	BSV16	BSV16	BSX25	(BSW41)	BSY78	(2N3019)	OC47	(ASY27)
BFY34	BSX95	BSV51	(BSX21)	BSX27	BSX20	BSY79	BSY79	OC65	(OC57)
BFY37	BC108A	BSV52	BSV52	BSX28	BSX20	BSY80	BC108A	OC66	(OC58)
BFY39/1	(BC107A)	BSV64	BSV64	BSX29	2N2894	BSY81	(2N2218)	OC70	(AC125)
BFY39/2	(BC107A)	BSV68	BSV68	BSX32	2N2218	BSY	(2N2219)	OC71	(AC125)
BFY39/3	(BC107B)	BSV86	BSV86	BSX33	2N2218A	BSY83	2N2218A	OC72	(AC125)
BFY40	2N2218	BSV87	BSV87	BSX35	(BSX20)	BSY84	2N2219A	OC74	(AC125)
BFY41	(2N2218A)	BSV88	BSV88	BSX36	(BSW41)	BSY85	BSY85	OC75	(AC125)
BFY43	(BSW68)	BSV93	BSV93	BSX38	(BCY58VII)	BSY86	2N3019	OC76	(ASY76)
BFY45	(BSW66)	BSV94	BSV94	BSX39	BSX20	BSY87	2N1893	OC77	(ASY77)
BFY46	BSX96	BSW10	2N2218A	BSX40	2N2904	BSY88	2N3019	OC79	(AC125)
BFY50	BFY50	BSW11	(BSW59)	BSX41	2N2905	BSY90	(2N2219)	OC80A	(AC126)
BFY51	BFY51	BSW12	BSX69	BSX45	(2N2218A)	BSY91	(BSX60)	OC83	(AC128)
BFY52	BFY52	BSW13	BC146)	BSX46	BSV64	BSY92	(2N2219A)	OC84	(AC128)
BFY55	2N2297	BSW19	(BCY78VII)	BSX48	(2N2221)	BSY93	2N2222	OC122	(ASY80)
BFY56	BSX61	BSW20	(BC307)	BSX49	(2N2222A)	BSY95A	BC108A	OC123	(ASY77)
BFY56A	BSW65	BSW21	BCY72	BSX51	BCY58VII	BU104	(BU108)	OC139	(ASY73)
BFY64	(2N2905)	BSW21A	BCY71	BSX51A	BC107A	BU105	BU105	OC140	(ASY29)
BFY65	BF177	BSW22	(BC178B)	BSX52	BCY58VIII	BU108	BU108	OC141	(ASY75)
BFY66	BF180	BSW22A	(BCY79VIII)	BSX52A	BC1078	BU109	(BU108)	OC169	(AF126)
BFY67A	BFY67A	BSW25	(BCY72)	BSX53	(BCY58VIII)	BU111	(BU126)	OC171	(AF124)
BFY67C	BFY67C	BSW26	(BSX59)	BSX54	(BC107A)	BU120	(BDY98)	OC200	(BC308VI)

GUIA DE SUSTITUCION DE TRANSISTORES (CONTINUACION)

Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución
OC201	(BC308VI)	2N697	2N2218A	2N1618	(BDY90)	2N2904	2N2904	2N2616	(ASZ15)
OC202	(ASY27)	2N698	(BSW67)	2N1700	BFY50	2N2904A	2N2904A	2N3617	(ASZ16)
OC303	(AC125)	2N699	(BSW67)	2N1711	2N2219A	2N2905	2N2905	2N3632	BLY60
OC304-1	(AC125)	2N706	BSX19	2N1724	(2N4347)	2N2905A	2N2905A	2N3642	(BC337)
OC304-3	(AC125)	2N706A	BSX19	2N1724A	(2N4347)	2N2906	2N2906	2N3644	(BC327)
OC304-2	(AC125)	2N708	BSX19	2N1725	(2N3055)	2N2906A	2N2906A	2N3662	(BF200)
OC305-1	(AC126)	2N709	(BSX19)	2N1889	BSW65	2N2907	2N2907	2N3700	2N3700
OC305-2	(AC126)	2N711	(AC125)	2N1890	(BSW66)	2N2907A	2N2907A	2N3701	2N3701
OC306-1	(AC125R)	2N717	2N2221A	2N1893	2N1893	2N2944	(BC178VI)	2N3702	(BC308VI)
OC406-2	(AC125R)	2N718	2N2221A	2N1924	ASY77	2N2945	(BC178VI)	2N3703	(BC307VI)
OC306-3	(AC125R)	2N718A	2N2221A	2N1925	(ASY77)	2N2946	(2N2964)	2N3704	BC337
OC307-1	(ASY76)	2N726	(BC178VI)	2N1926	(ASY77)	2N3009	(BSX20)	2N3705	BC337
OC307-2	(ASY76)	2N727	(BC178VI)	2N1990	BSX21	2N3010	BSX19	2N3706	BC338
OC307-3	(ASY80)	2N731	2N2221A	2N2102	2N2102	2N3011	BSX20	2N3707	BC237A
OC308	(ASY76)	2N733	2N2221A	2N2192	2N2219A	2N3012	(BC178VI)	2N3708	(BC237A)
OC309-1	(ASY77)	2N735	2N2221	2N2192A	2N2219A	2N3013	(BSX20)	2N3709	(BC237A)
OC309-2	(ASY77)	2N736	(2N2222A)	2N2193	2N2218A	2N3014	(BSX20)	2N3710	BC237A
OC309-3	(ASY80)	2N739	2N2221A	2N2193A	2N2218A	2N3015	2N2218	2N3711	BC237B
OC430	(BSY40)	2N740	2N2222A	2N2194	2N2218A	2N3019	2N3019	2N3712	BD115
OC440	(BC178VI)	2N743	BSX19	2N2194A	2N2218A	2N3020	2N3020	2N3724	BSX60
OC443	(BC178VI)	2N744	BSX20	2N2217	2N2218	2N3033	(BF177)	2N3725	BSX59
OC445	(BC177VI)	2N753	BSX20	2N2218	2N2218	2N3034	(BF177)	2N3738	(BU126)
OC449	(BC177VI)	2N760	(BCY59VII)	2N2218A	2N2218A	2N3055	(BC107A)	2N3771	2N3771
OC450	(BSV68)	2N760A	2N2483	2N2219	2N2219	2N3036	(2N3019)	2N3772	2N3772
OC460	(BC178VI)	2N780	(BC107A)	2N2219A	2N2219A	2N3037	(2N1893)	2N3777	(2N4033)
OC463	(BC178VI)	2N834	BCY56	2N2220	2N2221	2N3038	(2N1893)	2N3829	(2N3964)
OC465	(BC178VI)	2N849	(BSX19)	2N2221	2N2221	2N3053	2N3053	2N3830	(BFX34)
OC466	(BC178VI)	2N850	(BSX20)	2N2221A	2N221A	2N3054	2N3054	2N3831	(BD131)
OC467	(BC178VI)	2N851	(BSX19)	2N2222	2N2222	2N3055	2N3055	2N2832	BSY19
OC468	(BC178VI)	2N914	BSX20)	2N2222A	2N2222A	2N3114	BD115	2N2855	BC238A
OC469	(BC177)	2N915	2N2221A	2N2243	BSW65	2N3233	(2N4347)	2N3856	BC238A
OC470	(BC178VI)	2N916	BCY56	2N2270	2N2053	2N3241A	(2N2222)	2N3866	2N3866
		2N918	BSX19	2N2297	BFY51	2N3252	BFY51	2N3877	(BF178)
PBC107	BC237	2N929	2N929	2N2315	2N2222	2N3253	(BSX59)	2N3903	BC237A
PBC108	BC238	2N930	2N930	2N2368	2N2368	2N3261	BSX20	2N3904	BC237A
PBC109	BC239	2N956	(2N2222A)	2N2369	2N2369	2N3299	2N2218	2N3905	(BCY70)
SES3705	(BC337)	2N1100	2N1100	2N2369A	2N2369A	2N3303	2N3303	2N3906	(BCY70)
SFT223	ASY26	2N1131	2N2904	2N2387	(BC237A)	2N3304	BSX20	2N3914	(2N2906)
SFT229	ASY27	2N1132	2N2904	2N2388	(BC237A)	2N3375	BLY59	2N3924	BFW46
SFT321	AC125	2N1143	(ASY76)	2N2396	(2N2221A)	2N3391	BC238B	2N3926	BLY57
SFT322	AC125	2N1190S	BSW65	2N2405	2N2405	2N3392	BC238A	2N3927	BLY58
SFT323	AC125	2N1252	2N2218	2N1410	2N2218	2N3402	(BC338)	2N3962	2N3963
SFT335	(AC125)	2N1253	2N2218	2N2411	(BC178VI)	2N3403	(BC338)	2N3963	2N3963
SFT351	AC125	2N1274	(ASY26)	2N2412	(BC178VI)	2N3404	(BC337)	2N3964	2N3964
SFT352	AC125	2N1302	ASY73	2N2483	2N2483	2N3405	(BC337)	2N4000	2N3019
SFT353	AC125	2N1303	ASY26	2N2484	2N2484	2N3414	(BC338	2N4001	BSW66
TF65	(AC125)	2N1304	ASY28	2N2538	2N2219	2N3415	(BC338)	2N4030	2N4030
TF78/30	(2N2904)	2N1305	ASY26	2N2539	2N2222	2N3416	(BC337)	2N4031	2N4031
TF78/60	(2N2904)	2N1306	ASY29	2N2540	2N2222	2N2317	(BC337)	2N4032	2N4032
TI3027	(ASZ16)	2N1307	ASY27	2N2586	BC107A	2N3426	2N3426	2N4033	2N4033
TI3028	(ASZ15)	2N1308	ASY29	2N2604	(BCY79IX)	2N3441	(2N3442)	2N4036	2N4036
TI3031	(ASZ15)	2N1309	ASY27	2N2605	(BCY79X)	2N3442	2N3442	2N4037	2N4037
TIP29	(BD131)	2N1420	2N2222	2N2614	(AC126)	2N3444	BSX61	2N4046	2N2218
TIP29A	(BD137)	2N1479	(BFX34)	2N2692	BCY70	2N3447	(BDY61)	2N4048	2N4048
TIP30	(BD132)	2N1480	(BFX34)	2N2693	BCY70	2N3485	(2N2906A)	2N4049	2N4049
TIP30A	(BD138)	2N1481	(BFX34)	2N2694	BC108A	2N3485A	(2N2906)	2N4050	2N4050
TIP31	(BD131)	2N1482	(BFX34)	2N2695	(BC328)	2N3486	(2N2907A)	2N4051	2N4051
TIP32	(BD132)	2N1487	BDY38	2N2696	2N2906	2N3486A	(2N2907)	2N4052	2N4052
TIP33	(BDY38)	2N1488	BDY20	2N2712	(BC238A)	2N3502	2N2905	2N4053	2N4053
TIP33A	(2N3055)	2N1489	BDY38	2N2822	–	2N3503	2N2905A	2N4058	(BCY72)
TIS37	(BC308VI)	2N1490	BDY20	2N2824	—	2N3504	2N2907	2N4059	(BC308B)
TIS38	(BC308VI)	2N1507	2N2219	2N2825	—	2N2505	2N2907A	2N4060	(BC308VI)
TIS39	BFW17	2N1565	2N2218	2N2863	BFY51	2N3543	(BDY61)	2N4061	(BC308A)
		2N1566	2N2219	2N2864	BFY51	2N3553	BFW47	2N4062	(BC308B)
		2N1566A	(BC141-10)	2N2865	(BF180)	2N3553	BSX60	2N4264	(BC238A)
2N85	(BSX19)	2N1572	(BF177)	2N2883	BFW17	2N3568	(BC337)	2N4265	(BC238A)
2N338	(BC107A)	2N1573	(BF178)	2N2884	BFW17	2N3570	(BFX89)	2N4286	BC238C
2N526	ASY80	2N1574	(2N1893)	2N2890	BSW66	2N2572	(BFX89)	2N4289	(BC307B)
2N527	ASY80	2N1613	2N1613	2N2891	(BD140)	2N3585	(BDY94)	2N4347	2N4347
2N696	2N2218A	2N1617	(BDY91)	2N2894	2N2894	2N3615	(ASZ16)	2N4393	(BSV68)

GUIA DE SUSTITUCION DE TRANSISTORES (CONTINUACION)

Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución
BC267B	(BC337)	BC385	BC237	BD106A	BD124	BDY55	2N3055	BF288	(BF167)
BC268	(BC338)	BC386	BC238	BD107A	(BD124)	BDY60	BDY60	BF294	(BD115)
BC269	(BC109)	BC387	(BC337)	BD109	(BD124)	BDY61	BDY61	BF305	(BF337)
BC270	(BC338)	BC388	(BC327)	BD111	(BDY92)	BDY62	BDY62	BF310	(BF181)
BC271	(BC338)	BC397	(BC161-6)	BD113	(BD145)	BDY71	(BDY61)	BF311	BF311
BC272	(BC337)	BC398	(BC141-6)	BD115	BD115	BDY72	(2N4347)	BF314	(BF200)
BC283	(2N2906)	BC399A	(BC146YW)	BD116	(BD145)	BDY73	(2N3055)	BF324	BF324
BC285	(BF336)	BC399B	(BC146GN)	BD124	BD124	BDY74	(2N3442)	BF334	BF334
BC286	BC141-16	BC407	BC237	BD130	2N3055	BDY75	(2N3771)	BF335	BF335
BC287	BC161-10	BC408	BC238	BD131	BD131	BDY76	(2N3772)	BF336	BF336
BC288	(BFX34)	BC409	BC239	BD132	BD132	BDY77	(2N3442)	BF337	BF337
BC289	BC107	BC413	BC413	BD135	BD135	BDY78	(2N3054)	BF338	BF338
BC290A	BC107B	BC414	BC414	BD136	BD136	BDY79	(2N4347	BF341	(AF121)
BC291	BCY79VIII)	BC415	BC415	BD137	BD137	BDY80A	(BD131)	BF342	(BF450)
BC292	BCY79X	BC416	BC416	BD138	BD138	BDY81A	(BD131)	BF343	(BF451)
BC293	(BFX34)	BCW34	(2N2222A)	BD139	BD139	BDY82A	(BD132)	BF357	(BFW92)
BC297	(BC327)	BCW35	(2N2907A)	BD140	BD140	BDY83A	(BD132)	BF384	(BF180)
BC297P	(BC307A)	BCW36	(2N2222A)	BD141	2N3442	BDY90	BDY90	BF385	(BF180)
BC298	(BC328)	BCW37	(2N2907A)	BD142	(2N3055)	BDY91	BDY91	BF397	(2N3963)
BC300	2N3019	BCW46	BCW46	BD144	BD144	BDY92	BDY92	BF450	BF450
BC301	(BC141-6)	BCW47	BCW47	BD145	BD145	BDY93	BDY93	BF451	BF451
BC302	(BC140-6)	BCW48	BCW48	BD160	BD160	BDY94	BDY94	BF456	(BD115)
BC303	2N4036	BCW49	BCW49	BD162	(BD131)	BDY95	BDY95	BF457	(BD115)
BC304	(BC160-6)	BCW56	BCW56	BD163	(BD131)	BDY96	BDY96	BF458	(BD115)
BC307	BC307	BCW57	BCW57	BD165	(BD131)	BDY97	BDY97	BF459	(BF338)
BC308	BC308	BCW58	BCW58	BD166	(BD132)	BDY98	BDY98	BFR22	2N2102
BC309	BC309	BCW59	BCW59	BD167	(BFX34)	BF109	(BF178)	BFR23	2N4036
BC313	BC160-6	BCW69	BCW69	BD168	(BFS92)	BF110	(BF178)	BFR24	2N4037
BC314	(BD139)	BCW70	BCW70	BD169	(BSW66)	BF111	(BD115)	BFR25	(BSV68)
BC315	(BC415A)	BCW71	BCW71	BD170	(2N4033)	BF114	(BF178)	BFR57	(BF336)
BC320A	(BC327)	BCW72	BCW72	BD171	(BSW67)	BF115	BF115	BFR58	(BF337)
BC320B	(BC327)	BCW85	(2N2907A)	BD172	(BSW67)	BF117	BF178	BFR59	(BF338)
BC327	BC327	BCW86	(BC177A)	BD173	BD137)	BF118	(BF338)	BFS17	BFS17
BC328	BC328	BCY30	(BCW56A)	BD175	(BD131)	BF119	BF337	BFS18	BFS18
BC333	(BC239B)	BCY31	(BCW56A)	BD176	(BD132)	BF120	(BF179)	BFS19	BFS19
BC334	(BC309A)	BCY32	(BCW56A)	BD177	(BDY61)	BF121	(BF196)	BF184	BF184
BC335	(BC239B)	BCY33	(BCY78VII)	BD179	(BU126)	BF123	(BF197)	BF185	BF185
BC336	(BC309A)	BCY34	(BCY78VII)	BD181	BD181	BF125	(BF197)	BF186	BF178
BC337	BC337	BCY38	(2N2904)	BD182	BD182	BF127	BF196	BF189	BF115
BC338	BC338	BCY39	(2N2904A)	BD183	BD183	BF140	BF178	BF194	BF194
BC340-6	2N2218A	BCY40	(2N2904)	BD185	(BD131)	BF140D	BF178	BF195	BF195
BC340-10	2N2219A	BCY54	(2N2904A)	BD186	(BD132	BF152	BF183	BF196	BF196
BC340-16	2N2219A	BCY55	BCY55	BD187	(BD131)	BF153	(BF255)	BF197	BF197
BC341-6	BC141-6	BCY56	BCY56	BD188	(BD132)	BF154	BF196	BF198	(BF196)
BC341-10	BC141-10	BCY57	BCY57	BD189	(BDY61)	BF155	(BF180)	BF199	(BF197)
BC342	(BC141-6)	BCY58A	BCY58VII	BDX10	2N3055	BF156	BF178	BF200	BF200
BC343	(BC161-6)	BCY58B	BCY58VIII	BDX11	2N3442	BF157	BF179	BF223	(BF197)
BC344	(BD139)	BCY58C	BCY58IX	BDX12	2N4347	BF158	BF173	BF224	(BF173)
BC345	(BD140)	BCY58D	BCY58X	BDX13	(BDY38)	BF159	BF173	BF225	(BF196)
BC347	BC237A/B	BCY59A	BCY59VII	BDY10	(BDY38)	BF160	(BF255)	BF228	(BSW69)
BC348	BC237A/B	BCY59B	BCY59VIII	BDY11	(2N3055)	BF161	(BF181)	BF229	(BF254)
BC349	BC308VI/A	BCY59C	BCY59IX	BDY12	(BD124)	BF162	(BF200)	BF230	(BF195)
BC350	BC307VI/A	BCY59D	BCY59X	BDY13	(BD124)	BF163	BF196	BF232	(BF173)
BC351	BC307VI/A	BCY65	(BC174)	BDY15A	BD124	BF164	BF167	BF234	(BF254)
BC352	BC308VI/A	BCY66	BCY59VIII	BDY16A	(BD124)	BF165	BF185	BF235	(BF255)
BC354	(BC238A/B)	BCY67	(BCY71)	BDY17	2N3055	BF166	BF200	BF237	(BF115)
BC355	(BC308VI/B)	BCY70	BCY70	BDY18	(BD183)	BF167	BF167	BF238	(BF115)
BC357	BC308	BCY71	BCY71	BDY19	2N3442	BF169	(BF115)	BF240	BF240
BC360-6	2N2904	BCY72	BCY72	BDY20	2N3055	BF169R	(BF115)	BF241	BF241
BC360-10	2N2905	BCY78	BCY78	BDY23	(BDY92)	BF173	BF173	BF251	BF167
BC360-16	2N2905	BCY79	BCY79	BDY24	(BDY91)	BF174	BF178	BF254	BF254
BC361-6	2N2904A	BCY85A	(BCW46A)	BDY25	(2N3442)	BF175	BF167	BF255	BF255
BC361-10	2N2905A	BCY85B	(BCW46B)	BDY26	(BD160)	BF176	BF173	BF257	BD115
BC370	(BC328)	BCY86A	(BC107B)	BDY27	(BU126)	BF177	BF177	BF258	BF338
BC377	(BC337)	BCY86B	(BCY59X)	BDY28	(BU126)	BF178	BF178	BF259	(BF338)
BC378	(BC338)	BCY87	BCY87	BDY34	BD124	BF179C	BF179C	BF260	(BF200)
BC381	BC328	BCY88	BCY88	BDY38	BDY38	BF180	BF180	BF268	BFY90
BC382	BC414A/B	BCY89	BCY89	BDY39	(2N3055)	BF181	BF181	BF270	(BF167)
BC383	BC413B/C	BCZ13	(BC200RD)	BDY49	(BDY19)	BF182	BF182	BF271	(BF173)
BC384	BC413B	BCZ14	(BC200RD)	BDY53	(BDY92)	BF183	BF183	BF287	(BF167)

GUIA DE SUSTITUCION DE TRANSISTORES (CONTINUACION)

Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución
2N4402	BC307VI	40409	BSW65
2N4403	BC307A	40594	(BFX34)
2N4424	(BC337)	40636	BD183
2N4425	(BC337)		
2N4427	2N4427		
2N4918	(BD132)		
2N4919	(BD138)		
2N4920	(BD140)		
2N4921	(BD131)		
2N4922	(BD137)		
2N4923	(BD139)		
2N4951	(BC337)		
2N4952	(BC337)		
2N4953	(BC337)		
2N4954	(BC338)		
2N5006	(BD183)		
2N5036	(2N3055)		
2N5037	(BD181)		
2N5083	(2N3055)		
2N5086	(BC307A)		
2N5088	(BC237B)		
2N5089	(BC239C)		
2N5139	(BC308VI)		
2N5147	(2N4031)		
2N5148	BSW65		
2N5149	(2N4033)		
2N5150	(2N3019)		
2N5151	(2N4031		
2N5152	BSW65		
2N5153	(2N4033)		
2N5154	(2N3019)		
2N5172	(BC237A)		
2N5189	2N3053		
2N5209	(BC237A)		
2N5210	(BC237B)		
2N5219	(BC239B)		
2N5223	(BC239B)		
2N5240	(BDY97)		
2N5262	BFX34		
2N5284	(BDY90)		
2N5288	(BDY90)		
2N5320	BSV94		
2N5321	BSV93		
2N5322	(2N4036)		
2N5323	(2N4036)		
2N5354	(BC328)		
2N5355	(BC328)		
2N5356	(BC328)		
2N5365	(BC327)		
2N5366	(BC328)		
2N5367	(BC327)		
2N5447	(BC328)		
2N5550	(BF178)		
2N5551	(BF178)		
2N5655	(BF338)		
2N5949	(BC337)		
2SB370	(AC128)		
2SC23C	(BD137)		
2SC103	(BDY91)		
2SC856	(BF178)		
2SC897	(BDY90)		
2SC917	(BF177)		
40250	(BD131)		
40251	(BDY38)		
40314	BC140-10		
40319	BC160-10		
40360	2N3019		
40361	BC141-10		
40362	BC161-10		
40408	(2N2218A)		



R. GINER JULVE

PRONTUARIO TECNICO DE AVERIAS DE TELEVISION
Manuales Tecnológicos. 21
Paraninfo, Magallanes 21, Madrid-15
Un volumen de 140 págs. (17 x 12 cm). 1971.

Es evidente que el reparador de televisores adquiere una gran experiencia con la práctica a lo largo de los años. Los libros teóricos resultan indudablemente de mucha utilidad para el que desea dominar los secretos del funcionamiento de los televisores; sin embargo, ante los casos prácticos, ante las averías concretas, es muy útil la recopilación de experiencias prácticas como la que nos ofrece el autor de este libro. Por ello, este prontuario constituirá sin duda un valioso instrumento de trabajo para el técnico reparador.

La obra describe 580 casos prácticos de averías, en 49 distintas marcas de receptores de televisión, indicando para cada uno los síntomas y las causas. Al final de la obra se da una relación de averías agrupadas, de acuerdo con los síntomas, con mención de un núme-



B. WELS

GUIA DE CIRCUITOS CON TRANSISTORES
Paraninfo, Magallanes 21, Madrid-15.
Un volumen de 200 págs. (21 x 15 cm). 1971.

Obra en la que se describe una serie de circuitos transistorizados que abarcan los principales campos de aplicación de la electrónica. Para cada uno de los circuitos se sugieren además las ventajas de su utilización y se facilitan especificaciones de los componentes, lista de materiales, datos de bobinas, etc. necesarios para construir o modificar el circuito.

El resumen del índice que a continuación facilitamos servirá de orientación sobre el contenido del libro:

Circuitos sintonizadores y receptores
Circuitos amplificadores
Equipos para pruebas



F. ESTRADA VIDAL

RADIOTELEFONOS – RADIOCONTROL
Editorial Janzer, Apartado 918, Barcelona.
Un volumen de 210 págs. (21 x 15 cm). 1967.
(Tercera edición)

Uno de los campos de aplicación de la electrónica más atractivos es el que abarca los diferentes aspectos del control y comunicación a distancia. No hace muchos años que estas técnicas eran del dominio exclusivo de organismos estatales (para fines militares, principalmente) y de empresas industriales. Hoy, en cambio, se ha generalizado su utilización y han dejado de constituir un secreto. Los equipos de telecontrol, que permiten el gobierno a distancia, se utilizan en diversos productos comerciales, y los radioteléfonos, que permiten comunicaciones a corta distancia, se encuentran al alcance de todos para su disfrute en diversas actividades (en el campo o en el mar, para la práctica de deportes, la caza y la pesca, etc.).

ro de referencia para facilitar la localización en la primera parte del libro en la que se describen dichos síntomas y causas según la marca de cada televisor.

En la introducción y en el epílogo, el autor formula una serie de consejos generales para el técnico reparador, consejos que se refieren tanto a las cuestiones técnicas como al trato que el reparador debe observar con sus clientes.

En resumen, un práctico manual para el reparador de televisores que orientará y facilitará experiencia al reparador principiante y servirá como obra de consulta para el que posea ya experiencia en dicha profesión.

Circuitos de control de potencia
Circuitos de control de luz
Circuitos transmisores
Circuitos sonoros especiales
Circuitos receptores especiales
Accesorios para automóviles
Circuitos diferenciales, integrados y contadores
Circuitos experimentales
Circuitos convertidores-inversores
Circuitos de televisión

Escrito en un estilo sencillo y ameno, constituye un buen manual de consulta no sólo para diseñadores y técnicos, sino también para el que se interesa por las aplicaciones de la electrónica como simple afición.

El libro que comentamos proporciona una amplia información acerca de la construcción de emisores y receptores de pequeña potencia, con materiales de fácil adquisición en el mercado, de precio económico y que no exigen conocimientos especializados en la materia.

Se trata, pues, de una obra de divulgación y descripción práctica de circuitos apropiados para construir emisores-receptores. A lo largo del libro se examinan con detalle 44 modelos que permiten elegir el tipo más adecuado para la aplicación que el lector desee realizar. Las explicaciones, muy sencillas, van acompañadas de abundante ilustración (esquemas, gráficos, dibujos) sobre cada uno de los circuitos descritos. Por otra parte, cada una de las secciones de la obra se inicia con una breve introducción sobre los conceptos básicos que permiten comprender con claridad los aspectos teóricos de la materia (emisores, receptores, aparatos de control).

El aficionado al telecontrol y a la telecomunicación hallará en este libro la información y los datos que le permitirán construir y utilizar su propio walkie-talkie, juguete teledirigido o instalación de radiocontrol.

CSA 70 AMPLIFICADOR OPERACIONAL ESTABILIZADO POR CHOPPER

El nuevo amplificador operacional CSA70 resulta especialmente indicado para la amplificación de pequeñas señales de c.c. y de baja frecuencia. Consta de un amplificador con una entrada inversora a la que se aplica directamente la componente de alta frecuencia de la señal de entrada y de una entrada no inversora a la que se aplica la componente continua y de baja frecuencia de dicha señal después de pasar a través de un chopper. De esta forma se consigue un amplificador cuya contribución a la señal de error es despreciable y que, por tanto, puede ser empleado para la amplificación de señales pequeñas de c.c. y de baja frecuencia.

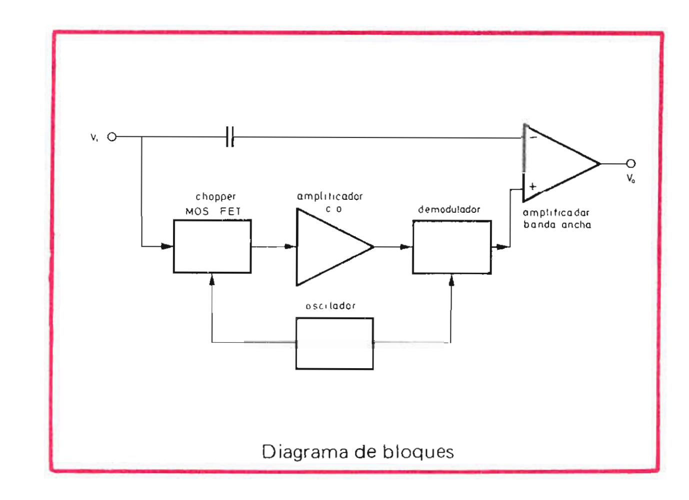


Diagrama de bloques

Las principales características del amplificador operacional CSA70 son las siguientes:

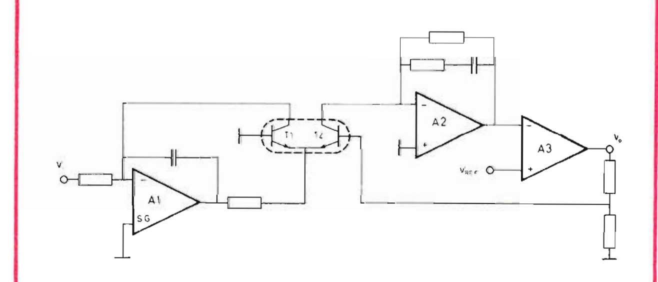
Pequeña tensión offset . .	máx. 15 μV
Gran estabilidad	máx. 0,1 μV/°C
Reducida tensión de ruido .	0,8 μV/pp para 0,01-1 Hz
Baja corriente de entrada .	máx. 60 pA

Las aplicaciones de este amplificador operacional son innumerables y, gracias a su reducido precio, puede reemplazar ventajosamente a circuitos con componentes convencionales y a otros amplificadores operacionales de precio más elevado. Se emplea en

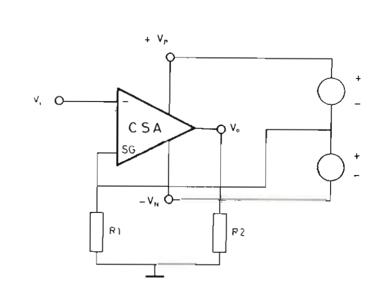
instrumentación: registros, medida de c.c., voltímetros digitales, comprobadores, etc.

control de procesos: amplificador para transductores simuladores de procesos, periferia de ordenadores, etc.

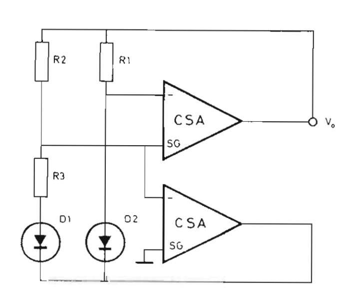
AMPLIFICADOR LOGARITMICO



AMPLIFICADOR NO INVERSOR



MEDIDA DE DIFERENCIA DE TENSION

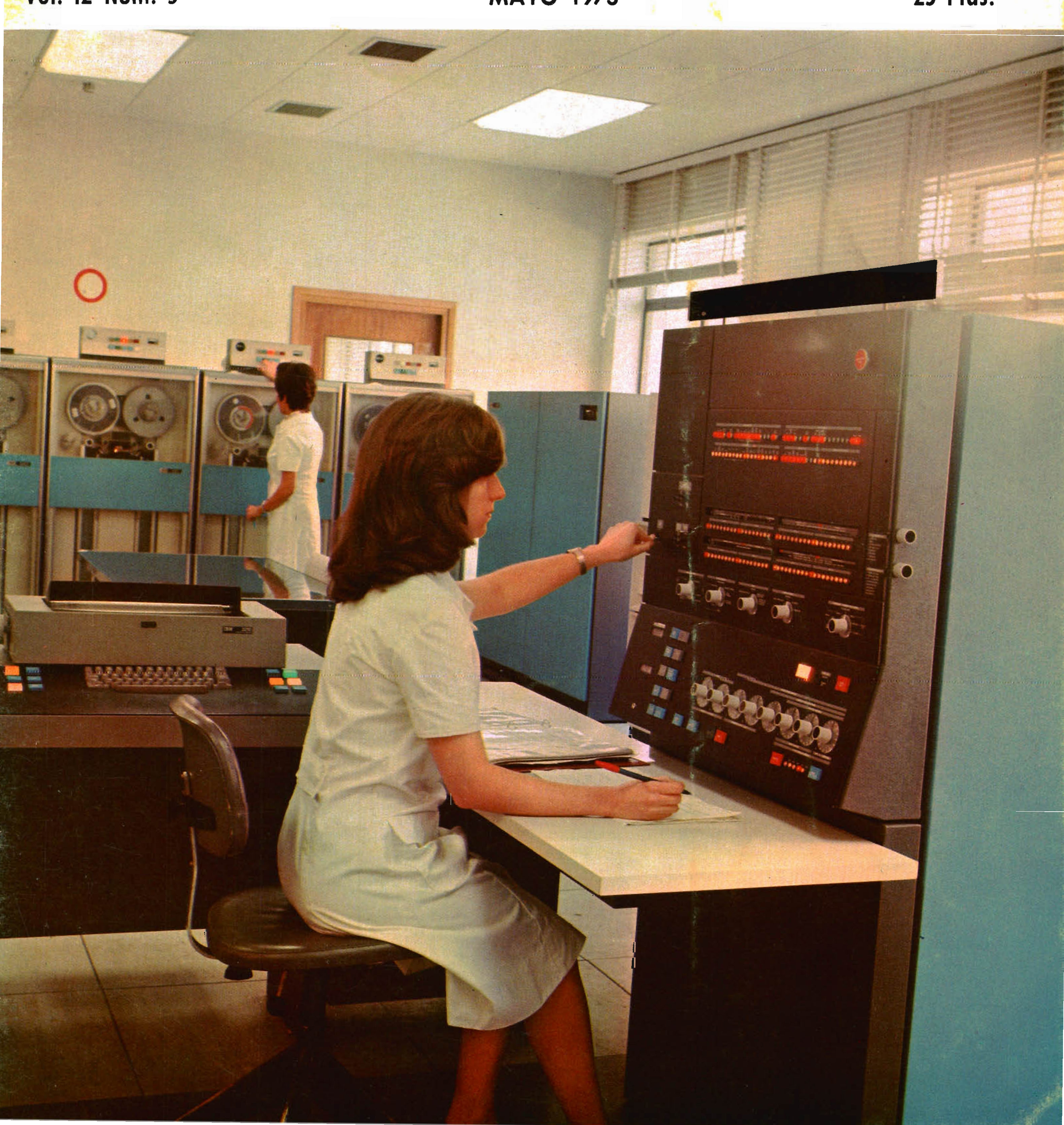


Tensión directa de diodos

Tensión base emisor de un par de diodos

REVISTA Miniwatt

Vol. 12-Núm. 5 MAYO 1973 25 Ptas.

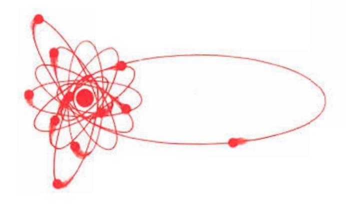


CIRCUITOS INTEGRADOS FJ (TTL)

PUERTAS:	NAND: de 8 entradas	FJH101/7430
	doble de 4 entradas	FJH111/7420
	triple de 3 entradas	FJH121/7410
	cuádruple de 2 entradas	FJH131/7400
		FJH231/7401
		FJH291/7403
		FJH301/7426
		FJH311/7401-S1
	NAND potencia: doble de 4 entradas	FJH141/7440
	NOR: cuádruple de 4 entradas	FJH221/7402
	AND/OR/NOT: doble de 2+2 entradas	FJH161/7451
	ídem con entrada de expansión	FJH151/7450
	simple de 2+2+2+2 entradas	FJH181/7454
	ídem con entrada de expansión	FJH171/7453
	OR exclusiva: cuádruple	FJH271/7486
	Inversor: séxtuple	FJH241/7404
		FJH251/7405
		FJH321/7405-S1
FLIP-FLOPS:	JK: simple (entradas AND)	FJJ101/7470
	simple ordenador-seguidor (entrada AND)	FJJ111/7472
	doble ordenador-seguidor	FJJ121/7473
		FJJ261/74107
	ídem con entradas de puesta a 0 y a 1	FJJ191/7476
	D doble, disparado por flanco	FJJ131/7474
	D cerrojo: de 4 bits por 2 entradas (S y D)	FJJ341/9314
	doble de 4 bits	FJJ281/9308
	cuádruple	FJJ181/7475
	séxtuple	FJJ291/74118
REGISTROS DE DESPLAZAMIENTO:	Simple: de 4 bits	FJJ321/9300
	de 5 bits	FJJ241/7496
	de 8 bits	FJJ151/7491A
	Doble de 8 bits	FJJ371/9328
CONTADORES:	Decimal (BCD)	FJJ141/7490
		FJJ351/9310
	Decimal reversible (BCD)	FJJ331/9306
	Binario de 4 bits	FJJ361/9316
	De 4 bits (divisor por 2, 4, 8, 16)	FJJ211/7493
	De 4 bits (divisor por 2, 6, 12)	FJJ251/7492
MULTIPLEXORES:	De 8 entradas	FJH351/9312
	Doble de 4 entradas	FJH401/9309
	Cuádruple de 2 entradas	FJH391/9322
OPERADORES:	Sumador (entradas con puerta)	FJH191/7480
	Doble sumador	FJH371/9304
	Sumador de 2 números x 2 bits	FJH201/7482
	Sumador de 2 números x 4 bits	FJH211/7483
	Comprobador de paridad de 8 bits	FJH281/74180
CODIFICADORES-DECODIFICADORES:	Codificador de 8 entradas con prioridad	FJH381/9318
	Decodificador: de 1 a 10	FJH261/7442
	de 1 a 16 (con entradas de inhibición)	FJH341/9311
	de 1 a 16 (con entradas de inhibición)	FJH361/9311
VARIOS:	Multivibrador monoestable	FJK101/74121
	Multivibrador monoestable (con puesta a cero)	FJK111/9600
	Doble multivibrador monoestable (con puesta a cero)	FJK121/9602
	Doble disparador de Schmitt de 4 entradas	FJL131/7413
	Decodificador-excitador de tubo indicador numérico	FJL101/7441A
	Doble puerta AND/OR/NOT para expansión	FJY101/7460

REVISTA Miniwatt

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
MARIA ROSA BORRÁS

Compaginación:
MAURICIO RAMOS LÓPEZ

Suscripciones:
CARMEN GARCÍA MARTÍNEZ

Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCIÓN ANUAL
(11 números) 200 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 25 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:

Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona



La utilización masiva de ordenadores es el signo de nuestro tiempo. Vista de los ordenadores que realizan las direcciones para el envío de esta Revista.

ÍNDICE

VOLUMEN 12 - Número 5 **MAYO 1973**

SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES (UNIDADES S.I.)

MAGNITUDES	UNIDADES	SIMBOLOS	
UNIDADES FUNDAMENTALES			
Longitud	metro	m	
Masa	kilogramo	kg	
Tiempo	segundo	s	
Temperatura termodinámica	grado Kelvin	°K	
Intensidad de corriente eléctrica	amperio	A	
Intensidad luminosa	candela	cd	
Cantidad de materia	mol	mol	
UNIDADES SUPLEMENTARIAS			
Angulo plano	radián (radiante)	rad	
Angulo sólido	estereorradián (estereorradiante)	sr	
UNIDADES DERIVADAS			
Superficie	metro cuadrado		m^2
Volumen	metro cúbico		m^3
Frecuencia	hertzio (hertz)	Hz	s^{-1}
Densidad	kilogramo por metro cúbico		kg/m^3
Velocidad	metro por segundo		m/s
Velocidad angular	radián por segundo		rad/s
Aceleración	metro por segundo, por segundo		m/s^2
Aceleración angular	radián por segundo, por segundo		rad/s^2
Fuerza	newton	N	$kg{\cdot}m/s^2$
Presión	pascal	Pa	N/m^2
Viscosidad cinemática	metro cuadrado por segundo		m^2/s
Viscosidad dinámica	pascal por segundo	Pa.s	$N{\cdot}s/m^2$
Trabajo, energía, cantidad de calor	julio	J	N·m
Potencia	vatio	W	J/s
Cantidad de electricidad	culombio	C	A·s
Tensión eléctrica, diferencia de potencial, fuerza electromotriz	voltio	V	W/A
Intensidad de campo eléctrico	voltio por metro		V/m
Resistencia eléctrica	ohmio	Ω	V/A
Conductancia	siemens	S	A/V
Capacidad eléctrica	faradio	F	A·s/V
Flujo magnético	weber	Wb	V·s
Inductancia	henrio	H	V·s/A
Inducción magnética	tesla	T	Wb/m^2
Intensidad de campo magnético	amperio por metro		A/m
Fuerza magnetomotriz	amperio	A	
Flujo luminoso	lumen	lm	cd·sr
Luminancia	candela por metro cuadrado		cd/m^2
Iluminación	lux	lx	lm/m^2

MULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
tera	T	10^{12}
giga	G	10^{9}
mega	M	10^{6}
kilo	k	10^{3}
hecto	h	10^{2}
deca	da	10

SUBMULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
deci	d	10^{-1}
centi	c	10^{-2}
mili	m	10^{-3}
micro	μ	10^{-6}
nano	n	10^{-9}
pico	p	10^{-12}
femto	f	10^{-15}
atto	a	10^{-18}

AMPLIFICADORES LINEALES DE BANDA LATERAL UNICA TRANSISTORIZADOS

Las aplicaciones del equipo con banda lateral única incluyen transmisores móviles, aparatos profesionales y aparatos para aficionados. Las ventajas de la transmisión con banda lateral única se han ido concretando a lo largo de varios años: comunicación eficaz y fiable, con economías en la potencia transmitida, en el ancho de banda y en el tamaño del equipo. La transmisión en banda lateral única ha resultado más fiable que la transmisión en AM.

Las actuales tendencias en comunicación hacen que aumente la demanda de equipos con linealidad y fiabilidad, razón por la cual la técnica desarrolla componentes para satisfacer dicha demanda. Estos desarrollos se basan en varios años de experiencia tecnológica en el desarrollo de componentes y en las actividades de los laboratorios de aplicación para lograr nuevos diseños de transmisores.

1. FUNCIONAMIENTO LINEAL

Al proyectar un amplificador lineal lo que interesa es conseguir en la salida una reproducción exacta de la forma de onda de entrada con un nivel de potencia mucho mayor. Aunque este amplificador se utilice principalmente para amplificar señales de banda lateral única, también puede ser empleado para señales de amplitud modulada, frecuencia modulada, e impulsos modulados. En el funcionamiento de banda lateral única, la característica de transferencia del amplificador debería ser siempre lineal para evitar la generación de productos de intermodulación.

Los productos de intermodulación son frecuencias indeseables generadas por un amplificador que funciona en una parte no lineal de su característica cuando se le aplica a la entrada una señal compleja. Como ejemplo, consideremos una señal de entrada de radiofrecuencia que está formada por dos componentes de igual amplitud, frecuencias $f1$ y $f2$, cuya diferencia es una baja frecuencia, como se muestra en las figuras 1a y 1b. La señal resultante se muestra en la figura 1c. Si esta señal es alimentada a un amplificador, en la práctica la salida será distorsionada y la distorsión estará constituida por armónicos y productos de intermodulación. La envol-

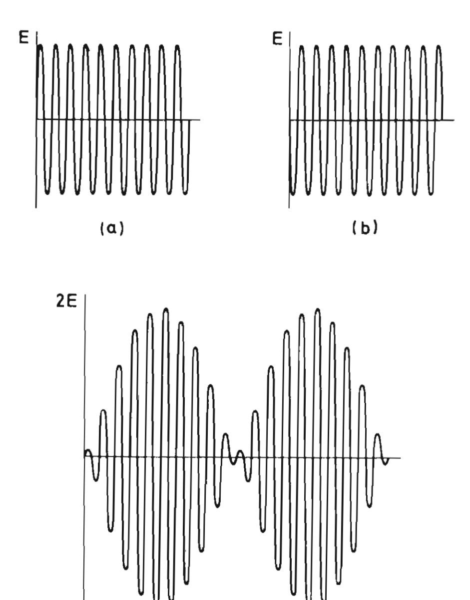
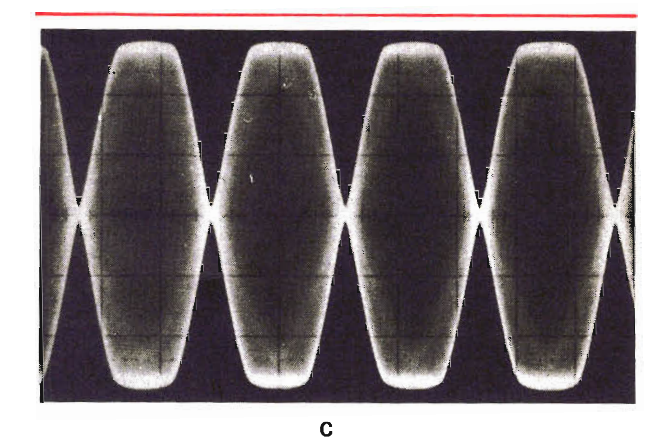


Figura 1. Componentes de igual amplitud, frecuencias $f1$ y $f2$, y su resultante

vente de la entrada de los tonos sin distorsionar se muestra en la figura 2a, y el espectro de frecuencia equivalente, en la figura 2b. Las formas de onda de salida distorsionadas se muestran en las figuras 2c y 2d, y el espectro de la frecuencia de salida, con productos de intermodulación de tercero y quinto orden, en la figura 2e. Los niveles de armónicos y productos de intermodulación de orden par en la salida son muy bajos debido a que sus frecuencias generalmente están fuera de la banda de paso. En cambio, los productos de orden impar están cerca de la fundamental y son éstos los que pueden ocasionar tanto distorsión en el canal utilizado como interferencia en los inmediatos. Los niveles de los productos de intermodulación de orden más elevado (órde-



c

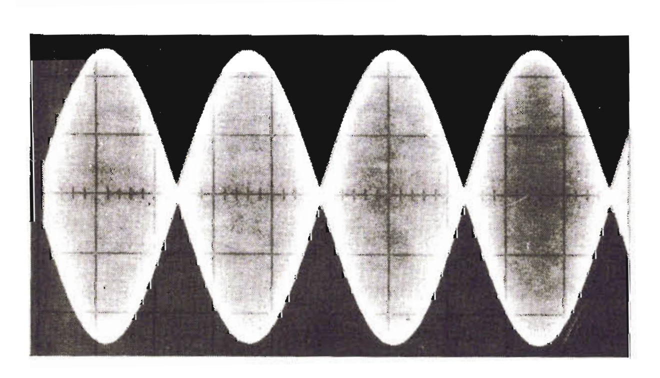
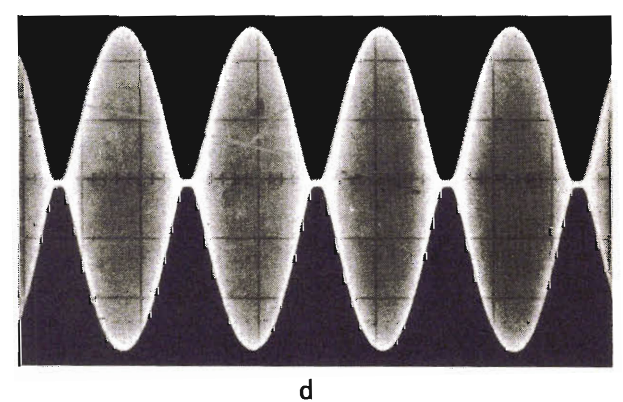


Figura 2a. Señal de entrada de dos tonos sin distorsión



d

Figuras 2c y d. Ejemplos de formas de onda de salida distorsionadas

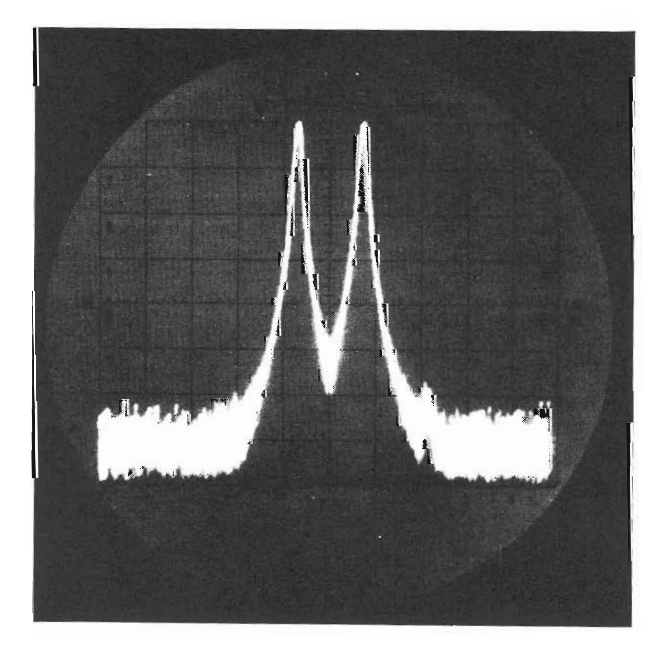


Figura 2b. Espectro de la frecuencia de la señal de dos tonos representada en la figura 2a.

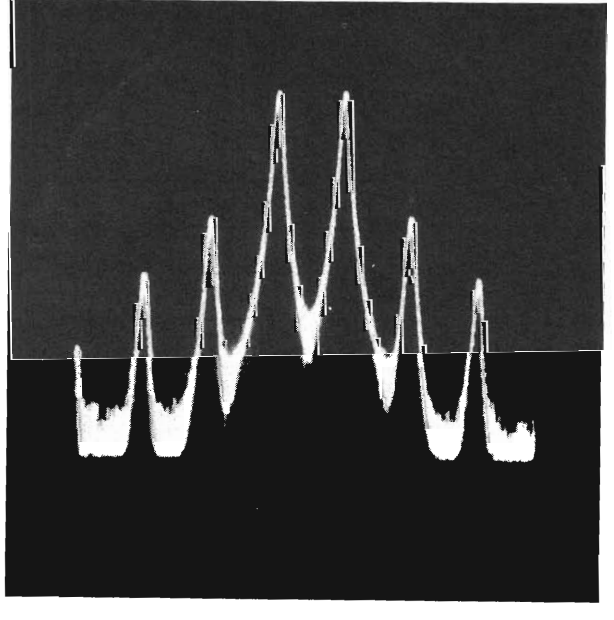


Figura 2e. Espectro de la frecuencia de una forma de onda de salida distorsionada

nes séptimo, noveno, etc.) son, en general, lo bastante bajos para no ser tenidos en cuenta. En la práctica, una señal de entrada formada por dos tonos de amplitud igual constituye la base del método normal de medida de la linealidad del amplificador (véase más adelante).

Dado que ningún amplificador tiene una característica lineal perfecta, es siempre necesario adoptar un compromiso entre las exigencias de gran rendimiento y baja distorsión. Por ejemplo, en una etapa de salida, se requiere gran rendimiento junto con un nivel de distorsión de intermodulación razonable (generalmente superior a -26 dB, medidos en relación con un tono único de una señal de prueba de dos tonos). Para una etapa excitadora, en cambio, el rendimiento no es primordial, mientras que sí es esencial un bajo nivel de distorsión de intermodulación para asegurar una señal de excitación "limpia" (por lo general, bastan -6 dB en relación al nivel necesario).

Se pueden obtener niveles de -26 a -36 dB utilizando dispositivos polarizados en clase AB, mientras que, generalmente, niveles mejores que -36 dB sólo se obtienen utilizando dispositivos polarizados en clase A.

Existe una serie de dispositivos específicamente diseñados para funcionamiento lineal en banda lateral única capaces de cubrir todas las exigencias de potencia hasta varios kilovatios.

TRANSISTORES PARA FUNCIONAMIENTO LINEAL EN BANDA LATERAL UNICA

En los últimos años se han introducido transistores de potencia que permiten construir amplificadores lineales capaces de funcionar con potencias de RF de hasta varios cientos de vatios. Seguidamente se consideran los principales factores que determinan el diseño de transistores para aplicaciones lineales de transmisión en banda lateral única.

La condición más importante consiste en que la característica de transferencia del transistor sea lo más lineal posible. Esta linealidad está gobernada, a bajas frecuencias, por la variación de la h_{FE} en función de I_c, y para altas frecuencias por la variación de f_T en función de I_c. Ambas variaciones son similares en forma y se mantienen a un mínimo mediante un diseño adecuado del transistor. La linealidad también está influida por la característica I_c/V_{BE}, pero la forma exponencial de ésta viene dada por las propiedades del transistor de unión y no puede ser modificada.

Otra propiedad importante que ha de "incorporarse" al transistor es la baja tensión de codo. Esto, junto con la tensión de ruptura, determina la máxima excursión de la tensión de colector que se puede admitir sin excesiva distorsión. Además son esenciales bajas resistencias térmicas debido a la gran disipación asociada al funcionamiento de gran potencia en clase A y en clase AB.

El funcionamiento lineal de banda ancha impone otras limitaciones al diseño del transistor. Por ejemplo, para mantener constantes la ganancia y la impedancia de entrada en un amplio margen de frecuencia, se requieren un elevado valor de f_T, baja capacidad de colector y baja inductancia de terminales (especialmente del emisor).

Finalmente, es importante asegurar que todos los transistores de potencia de alta frecuencia sean capaces de resistir cargas no adaptadas idealmente en todo el margen de relación de ondas estacionarias de tensión probables y para cualquier fase de la señal reflejada.

VALORES NOMINALES

La mayoría de valores nominales para dispositivos utilizados en sistemas de AM se refieren a condiciones de funcionamiento de la portadora, teniendo en cuenta los picos que se producen cuando se aplica el 10 %de modulación a la portadora. Si la portadora se suprime, como en el funcionamiento de banda lateral única, este sistema de valores nominales no es aplicable. Los dispositivos para banda lateral única se prueban generalmente en las siguientes condiciones.

1) *Prueba de tono único.* La excitación de tono único de la potencia de salida a una sola frecuencia. La amplitud de la salida es constante, y se puede considerar como amplificación lineal de onda continua. El amplificador, por consiguiente, puede ser excitado a la potencia máxima de envolvente de pico con una relación de pico a valor medio de 1 : 1.
2) *Prueba de dos tonos.* Dos señales de radiofrecuencia de igual amplitud, pero cuyas frecuencias difieran en una baja frecuencia, se aplican al amplificador que se ha de probar. La potencia de la envolvente de pico es el doble de la potencia media y, si el emplificador de prueba es lineal, es igual al pico de potencia de la envolvente indicado en 1).
3) *Productos de intermodulación.* Es posible visualizar en un osciloscopio de doble haz las señales de entrada y de salida de un amplificador. Las figuras 2c y 2d son ejemplos de no linealidad. La técnica más usual para medir los productos de intermodulación consiste en utilizar un analizador de espectro panorámico en el cual los productos de intermodulación se observan y miden directamente en una retícula calibrada junto con atenuadores calibrados y ajustables. Obsérvese que los productos de intermodulación $d3$ y $d5$ indicados en las hojas de características se refieren **a la** amplitud de una de las dos señales de dos tonos.

CONSIDERACIONES DE DISEÑO DEL AMPLIFICADOR

Habiendo elegido un transistor adecuado, se ha de incorporar una red de adaptación de entrada, una red de adaptación de salida y un circuito de polarización para conseguir un amplificador lineal práctico.

Redes de entrada y de salida

La red de adaptación de entrada se necesita para adaptar la impedancia de entrada del dispositivo (de 1 a 10 Ω para un transistor) a la impedancia del generador.

La impedancia de carga necesaria viene dada por:

$$Z_L \simeq \frac{V_c^2}{2\,P_{out}},$$

donde V_c es la excursión de la tensión de pico del colector y P_{out} es la potencia de salida en vatios de potencia de cresta.

En un amplificador sintonizado, las redes de entrada y de salida son variantes de las redes L, T, π o, para frecuencias bajas en las que los valores de la capacidad variable necesaria en esas redes son demasiado grandes, circuitos resonantes con tonos intermedios.

Circuitos de polarización del transistor

Los amplificadores lineales se polarizan en clases A, AB o B. El circuito de polarización utilizado ha de ser capaz de mantener una polarización estable en todo el ciclo de excitación y el margen de temperatura de trabajo. Para conseguirlo la alimentación de polarización ha de ser de baja impedancia y ha de estar compensada en temperatura. En los amplificadores con transistor, el circuito de polarización ha de poder suministrar una corriente de $I_{c\ máx}/h_{FE}$, donde $I_{c\ máx}$ es la corriente de pico del colector en condiciones de excitación de radiofrecuencia y h_{FE} es la mínima ganancia especificada para esta corriente.

En los circuitos de clase A de pequeña potencia se puede conseguir cierta compensación de temperatura incorporando una resistencia exterior en los terminales del emisor. Sin embargo, esto comportará una menor salida de potencia y menor rendimiento debido a la reducción de la excursión de tensión de colector y, a no ser que el resistor de emisor esté desacoplado adecuadamente, se presentará realimentación negativa. La inductancia parásita en el resistor de emisor y en el condensador de desacoplamiento (si se utiliza) también puede originar inestabilidad, baja respuesta de frecuencia y reducción de ganancia, en el caso de amplificadores de banda ancha. En los transistores modernos especialmente diseñados para funcionamiento en banda lateral única, la resistencia de emisor está incorporada al propio dispositivo.

Funcionamiento en paralelo y en contrafase

Para obtener potencias mayores, los dispositivos se pueden conectar en paralelo, en contrafase o en una combinación de ambos montajes. El funcionamiento en contrafase se utiliza por lo general en amplificadores de banda ancha, y el funcionamiento en paralelo, en los amplificadores sintonizados. En ambos modos de funcionamiento se recomiendan transistores apareados.

Para grandes potencias y bajas tensiones de alimentación, el funcionamiento en paralelo proporciona pequeñas impedancias de colector que pueden provocar problemas en la adaptación de la salida. El funcionamiento en contrafase, en cambio, presenta la ventaja de que mantiene una mayor impedancia de salida, al propio tiempo que reduce la distorsión armónica. El funcionamiento en contrafase en amplificadores sintonizados requiere más redes complejas de entrada y de salida y, por consiguiente, no ofrece ventajas.

Inestabilidad

La inestabilidad puede constituir un problema en amplificadores lineales, a no ser que se preste atención al desacoplamiento y a la distribución de los componentes. En amplificadores con transistor, la inestabilidad se puede presentar para frecuencias muy inferiores a la frecuencia de funcionamiento del amplificador debido al aumento de la ganancia en dichas frecuencias.

Debe emplearse en los circuitos de base un desacoplamiento adecuado y choques de gran impedancia con bajos valores Q. La estabilidad debe probarse para todos los niveles de excitación, relación de ondas estacionarias de salida de tensión y fase.

Montaje

Debido a las altas corrientes de circulación y a las bajas impedancias en los amplificadores de potencia de radiofrecuencia con transistores, la distribución de los componentes y las líneas de corriente a masa son críticas. Las derivaciones a masa han de ser tan cortas como sea posible y a la vez se debe evitar cualquier interacción

entre las redes de entrada y de salida. Resistores y condensadores, especialmente los condensadores de desacoplamiento de la alimentación, se conectan muchas veces en paralelo a fin de reducir los efectos de la autoinductancia.

TRANSFORMADORES DE POTENCIA DE BANDA ANCHA Y BAJAS PERDIDAS

Las propiedades de un amplificador de banda ancha vienen determinadas en gran medida por la calidad de los transformadores utilizados en el circuito. En el margen de frecuencias de 1,6 a 30 MHz es muy importante un cuidadoso diseño del transformador, si las pérdidas se han de mantener bajas y la transformación de la impedancia exacta a lo largo de toda la banda.

Un transformador de banda ancha se puede construir del modo convencional, con un núcleo magnético y los devanados primario y secundario separados, o bien como un transformador de línea de transmisión en el cual los devanados primario y secundario se combinan para formar una o más líneas de transmisión. Los transformadores de línea de transmisión presentan propiedades de alta frecuencia muy mejoradas, puesto que la capacidad y la inductancia parásitas de los devanados, que fijan los límites de alta frecuencia de los transformadores convencionales, son absorbidas en las características de las líneas de transmisión. Además, tienen pérdidas de inserción muy bajas. El principal inconveniente es su margen limitado de impedancia transformada, $1/n^2$ comparado con n^2/m^2 en el caso de los transformadores convencionales (n y m son enteros).

Se utilizan núcleos de ferrita en ambos tipos de transformador para minimizar las pérdidas. El ferroxcube es el material más aconsejable, y el toroide la mejor forma de núcleo.

Transformadores convencionales

Pueden construirse transformadores convencionales prácticamente sin pérdidas en el margen de frecuencia de 1,6 a 30 MHz para transformaciones de impedancia inferiores a 10 : 1. Los principales puntos que se han de considerar al diseñar un transformador convencional son los siguientes:

1) El núcleo debe mantener su permeabilidad y ha de tener escasas pérdidas en todo el margen de frecuencias necesario. Esto determina la capacidad de potencia del núcleo. Las pérdidas del núcleo se pueden minimizar utilizando el grado correcto de ferroxcube y asegurando que la densidad del flujo no se aproxima nunca a la saturación. Un límite práctico es 10 mT (100 gauss).
2) Se ha de mantener un fuerte acoplamiento entre los devanados y las espiras a fin de asegurar una transformación de impedancia precisa y bajas pérdidas de potencia reflejada. Devanados bifilares de hilo de cobre esmaltado o cinta fuertemente acoplada dan buenos resultados. Se utiliza hilo algo grueso (de 0,5 a 1 mm) para minimizar las pérdidas de efecto pelicular a altas frecuencias.
3) El número de espiras viene dado, en primer lugar, por la inductancia del primario que fija el límite de baja frecuencia del transformador y, en segundo lugar, por la máxima densidad de flujo admisible. El valor elegido de la inductancia del primario no ha de ser mayor de lo realmente necesario, pues de otro modo se degradaría el rendimiento para las frecuencias altas.

La inductancia de un devanado en un toroide viene dada por:

$$L = \frac{\mu_0 \mu_r n^2 A}{l}, \qquad (1)$$

donde

L = inductancia (H)
μ_0 = $4\pi \times 10^{-7}$ (H/m)
μ_r = permeabilidad relativa
A = sección transversal media de ferrita (m^2)
n = número de espiras
l = valor medio de la longitud de líneas de fuerza (m)

La máxima densidad de flujo viene dada por:

$$B_{máx} = \frac{V_{máx}}{\omega An}, \qquad (2)$$

donde

$B_{máx}$ = máxima densidad de flujo (T)
$V_{máx}$ = máxima tensión que atraviesa n espiras (V)
ω = $2\pi \times$ frecuencia (Hz).

A veces resulta difícil mantener un fuerte acoplamiento junto con una inductancia del primario razonable en toda la banda. En tales casos se puede utilizar compensación de baja y alta frecuencia para ampliar el margen de frecuencia útil. La adición de un condensador en paralelo con los devanados compensa la inductancia parásita del devanado y eleva el límite superior de la frecuencia. El valor se encuentra generalmente por experimentación.

Transformadores de línea de transmisión

Utilizando transformadores de línea de transmisión se puede mejorar las propiedades de alta frecuencia y el control de los niveles de impedancia. Valores prácticos de impedancias transformadas incluyen relaciones de 1 : 1 (balun), 4 : 1, 9 : 1 y 16 : 1. La impedancia de una línea de transmisión depende de la configuración propia del transformador, pero para un transformador arrollado a un único núcleo del tipo que se representa en la figura 3, la impedancia del cable está referida a las impedancias de entrada y de salida según la fórmula:

$$Z_o = \sqrt{(Zin\ Zout)}.$$

Las líneas de transmisión se pueden construir con dos hilos de cobre esmaltado, arrollados en hélice, con cinta de cobre si la impedancia necesaria es muy pequeña, o con cable coaxial miniatura. Con cables coaxiales se pueden conseguir ciertos valores de impedancia característica distintos de los nominales conectando cables en serie o en paralelo. Si la impedancia de la línea resultante difiere del valor necesario, la desadaptación producida es máxima para el extremo de RF de la bada. El grado de desadaptación depende de:

1) la relación entre la longitud de la línea y la longitud de onda, y
2) la relación entre la impedancia necesaria y la impedancia del cable.

Si la desadaptación es inaceptable se puede aplicar compensación utilizando un condensador en paralelo.

Los transformadores de línea de transmisión, por lo general, tienen menos pérdidas y mejores respuestas de frecuencia que los convencionales similares. Esta mejora se debe sobre todo a la menor influencia del núcleo para altas frecuencias. El núcleo desempeña una importante función sólo para frecuencias más bajas con las cuales es necesaria inductancia incrementada para fuerte acoplamiento.

Ejemplos de diseño

1) *Balun de 50Ω*

El balun de 50Ω se utiliza en los circuitos amplificadores de 50 W y 100 W descritos más adelante. En la figura 4, los devanados $L1$ y $L2$ constituyen la línea de transmisión, y el devanado $L3$ se añade para dar continuidad de c.c. entre los devanados y para mejorar el equilibrio del transformador.

Supongamos que para la frecuencia de trabajo más baja del transformador (1,6 MHz) la reactancia X_p de la inductancia equivalente del primario L_p es cuatro veces la resistencia de carga del primario R_L, es decir, si R_L es igual a 50 Ω, X_p es igual a 200 Ω y:

$$L_p = 19{,}9\,\mu H.$$

Puesto que la tensión entre extremos de cada devanado es igual a la mitad de la que hay en la carga, la inductancia de cada devanado, L, es igual a una cuarta parte de la inductancia equivalente del primario; es decir:

$$L = 4{,}97\,\mu H.$$

El número de espiras necesario para $L1$ y $L2$, según la ecuación (1), viene dado por

$$n = \sqrt{\frac{Ll}{\mu_0 \mu_r A}}.$$

Para el núcleo 4C6 (36 x 26 x 6 mm), $l = 0{,}0971$ m, $\mu_r \cong 100$ y $A = 2 \times 39{,}8 \times 10^{-6}\ m^2$ (dos núcleos apilados). Substituyendo estos valores y $L = 4{,}97\ \mu H$ en la anterior ecuación tenemos:

$$n = 7 \text{ espiras}$$

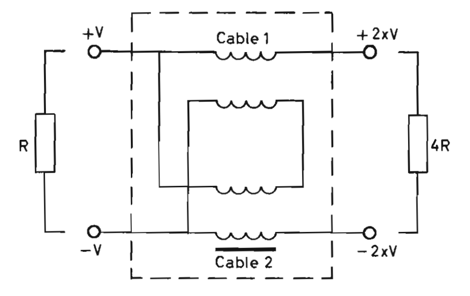


Figura 3. Transformador de línea de transmisión

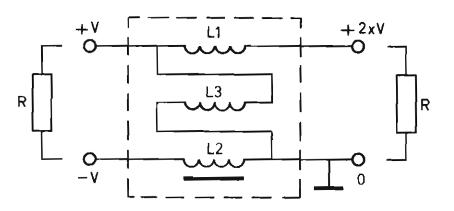


Figura 4. Balun de 50 Ω

Es importante que la máxima densidad de flujo en el núcleo de Ferroxcube no exceda de 10 mT (100 gauss), valor máximo admisible para el funcionamiento con pocas pérdidas. Para salida de 100 W potencia de cresta con 50Ω de carga, la tensión de pico de colector a colector será de 100 V y la tensión a través de un devanado será la mitad de este valor, es decir, $V_{máx} = 50$ V. Si substituimos en la ecuación (2), para 1,6 MHz, tendremos:

$$B_{máx} = 9{,}5 \text{mT} \ (95 \text{ gauss}).$$

Este valor está por debajo del máximo (10 mT) para funcionamiento con pocas pérdidas. Las pérdidas medidas en el balun de 50Ω son inferiores a 0,1 dB en todo el margen de frecuencia (1,6 a 30 MHz).

2) *Transformador equilibrado de 50Ω a 5,5Ω*

El transformador equilibrado de 50Ω a 5,5Ω (fig. 5) se utiliza como transformador de entrada en el módulo de 50 W potencia de cresta, descrito más adelante.

Al igual que el balun de 50 Ω, la inductancia equivalente del primario L_p es igual a 19,9 μH. Dado que la tensión entre extremos de un devanado es igual a una tercera parte de la tensión en el primario, la inductancia de cada devanado es igual a una novena parte de la inductancia total del primario, es decir:

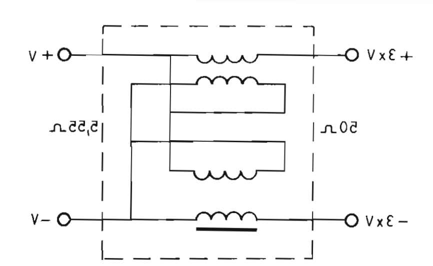


Figura 5. Transformador equilibrado de 50 Ω a 5,5 Ω

$$L = 2{,}25 \mu\text{H}.$$

A partir de la ecuación (1) se puede deducir que para dos núcleos apilados 4C6 (36 x 26 x 6 mm) se tiene:

$$n = 4{,}7 \text{ espiras}$$

$B_{máx}$ será inferior a 10 mT, puesto que en este caso el transformador no ha de manejar grandes cantidades de potencia. La impedancia de cable necesaria es de 16 2/3Ω y se obtiene por medio de dos trozos de cable de 30Ω conectados en paralelo.

Las pérdidas medidas en el transformador de 9:1 son inferiores a 0,25 dB en todo el margen de frecuencia de 1,6 a 30 MHz.

CIRCUITOS PRACTICOS

EXCITADOR DE BANDA ANCHA CLASE A PARA 6 W POTENCIA DE CRESTA CON TRANSISTORES 2N3632

La figura 6 representa un amplificador de banda ancha, clase A, con dos transistores 2N3632 en paralelo. El circuito tiene una ganancia de tensión de 14 ±0,5 dB en todo el margen de frecuencia de 1,6 a 30 MHz y suministra 6 W de potencia de cresta con un nivel de distorsión de intermodulación superior a − 30 dB. La relación de ondas estacionarias de tensión de entrada es menor que 3:1, y el circuito funciona con alimentación de 28 V.

El transformador de entrada de 50Ω a 12,5Ω es una línea de transmisión arrollada en una cuenta de ferroxcube. La capacidad de salida forma parte de una red π de paso bajo, con una impedancia característica de 50 Ω que asegura que la impedancia total de carga sea constante hasta las frecuencias próximas a la de corte. Una inductancia de 900 nH, $L1$, está conectada en serie con el resistor de realimentación $R1$ a fin de mantener constante la respuesta de frecuencia hasta 30 MHz. La figura 7 muestra el montaje práctico.

Las características de este amplificador se resumen en las figuras 8 y 9. La figura 8 muestra la respuesta de frecuencia y la figura 9 la potencia de salida en función de la frecuencia para tres niveles de distorsión de intermodulación.

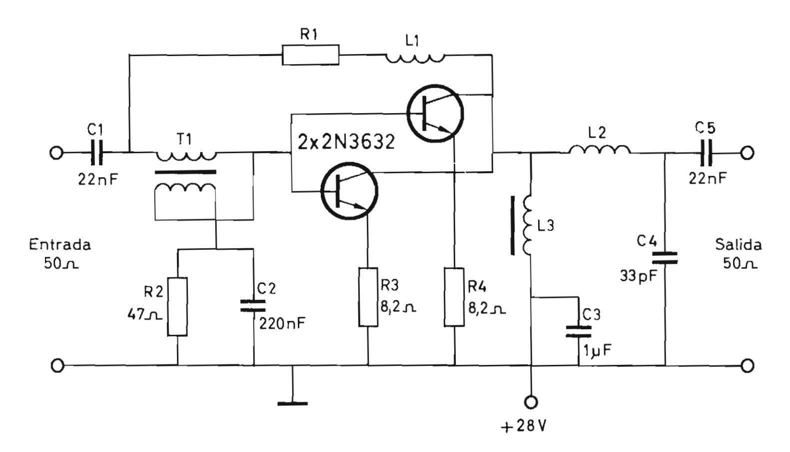


Figura 6. Excitador de 6 W potencia de pico con funcionamiento en clase A

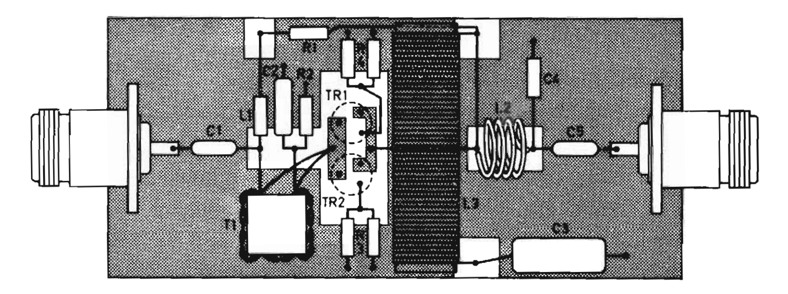


Figura 7. Montaje práctico

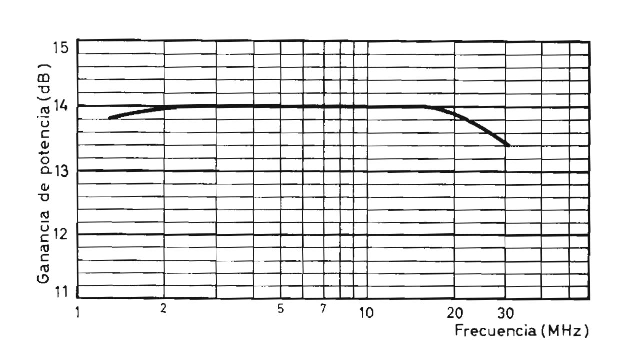


Figura 8. Ganancia de potencia en función de la frecuencia

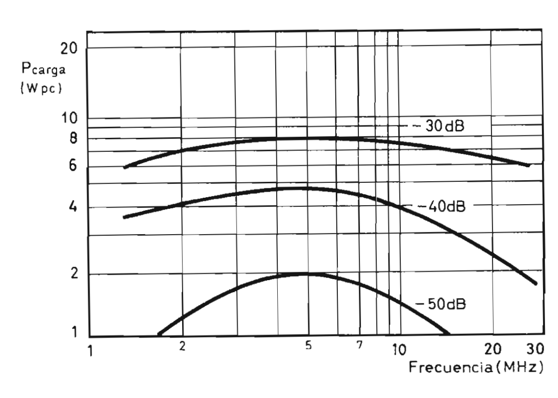


Figura 9. Potencia de salida en función de la frecuencia para tres niveles de distorsión de intermodulación

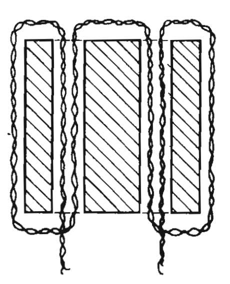


Figura 10. Devanado del transformador $T1$

Componentes

Transformador y bobinas

*T*1 3 espiras, de hilo de cobre esmaltado bifilar de 0,5 mm arrollado en un núcleo de Ferroxcube (10 x 10 mm), según se representa en la figura 10.

*L*1 choque de 900 nH

*L*2 165 nH; 4 espiras de hilo de cobre esmaltado de 1 mm; longitud 7 mm; diámetro interior 10 mm

*L*3 60 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,5 mm, devanadas juntas en una varilla de polipropileno de 1,3 mm

Resistores

*R*1 1 x 680Ω, 1 W y 1 x 820Ω, 1 W en paralelo
*R*2 47Ω; 0,5 W
*R*3, *R*4 2 x 16Ω en paralelo; 0,5 W

Condensadores

*C*1 22 nF, poliéster metalizado
*C*2 220 nF, poliéster metalizado
*C*3 1μF, poliéster metalizado
*C*4 33 pF
*C*5 22 nF, poliéster metalizado

Transistores

*TR*1, *TR*2 2N3632

EXCITADOR DE BANDA ANCHA DE 8 W POTENCIA DE CRESTA, CLASE A, CON UN TRANSISTOR BLX13

En la figura 11 se representa un excitador de banda ancha con un solo transistor BLX13 que funciona en clase A. El amplificador entrega 8 W potencia de cresta con un nivel de distorsión de intermodulación superior a – 40 dB en todo el margen de frecuencia de 1,6 a 30 MHz. La ganancia de potencia es de 16,8 ±0,2 dB y la relación de ondas estacionarias de tensión de entrada es inferior a 1,5:1. El circuito funciona con alimentación de 28 V.

El transformador de entrada de 50Ω : 12,5Ω, *T*1, es un transformador de línea de transmisión devanado en una cuenta de Ferroxcube. Debido a las dificultades inherentes a la construcción de un transformador de línea de transmisión con una relación de impedancia de 4:1, se utiliza un transformador convencional *T*2 en la salida. Este transformador consta de dos devanados separados en un toroide de Ferroxcube. La compensación de alta frecuencia la proporcionan los condensadores *C*4 y *C*6, y la compensación de baja frecuencia, el condensador *C*3. El amplificador se construye en la placa de circuito impreso de doble cara como la representada en la figura 12. El reverso de la placa constituye el plano de masa.

La respuesta de frecuencia del circuito se muestra en la figura 13, y la distorsión de intermodulación de tercer orden en función de la frecuencia para dos niveles de potencia de salida, se muestra en la figura 14.

Componentes

Transformadores y bobinas

*T*1 3 espiras, de hilo de cobre esmaltado bifilar de 0,5 mm arrollado en un núcleo de Ferroxcube (10 x 10 mm) como se representa en la figura 15.

*T*2 Toroide de Ferroxcube 4C6 (23 x 14 x 7 mm). Devanado del primario: 12 espiras de hilo de cobre esmaltado de 1 mm. Devanado del secundario: 17 espiras de hilo de cobre esmaltado de 1 mm.

*L*1 820 nH; 15 espiras juntas de hilo de cobre esmaltado de 0,7 mm; diámetro interior, 6 mm.

*L*2 25 espiras juntas de hilo de cobre esmaltado de 0,35 mm, arrolladas en un núcleo de Ferroxcube (6 x 10 mm, 6 orificios).

Condensadores

*C*1 22 nF, poliéster metalizado
*C*2 68 nF, poliéster metalizado
*C*3 10 nF, poliéster metalizado
*C*4 120 pF
*C*5 100 nF, poliéster metalizado
*C*6 56 pF

Resistores

*R*1 3 x 1,2 kΩ y 1 x 2,7 kΩ en paralelo; 0,5 W
*R*2 15Ω, 1 W
*R*3 180Ω, 5,5 W, ±10%, bobinado
*R*4 15Ω, 2 W, trimmer, bobinado
*R*5 7 x 15Ω en paralelo, 0,5 W

Transistor

*TR*1 BLX13

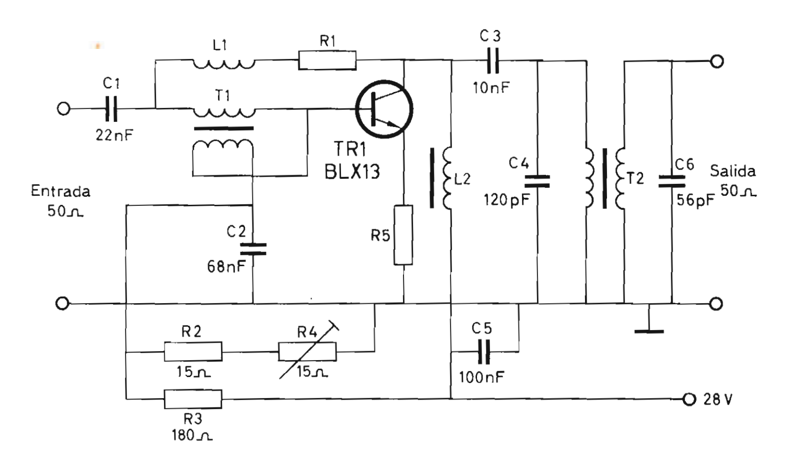


Figura 11. Excitador de 8 W potencia de cresta con funcionamiento en clase A

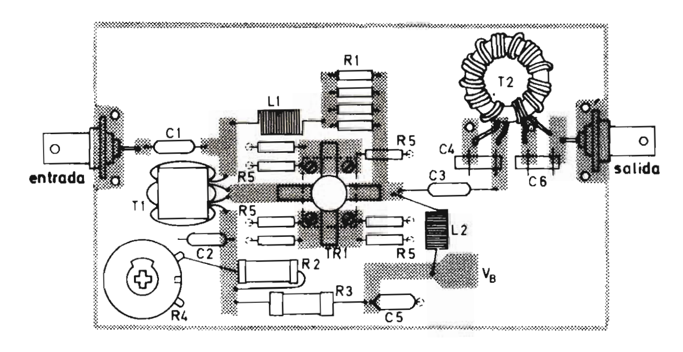


Figura 12. Montaje práctico

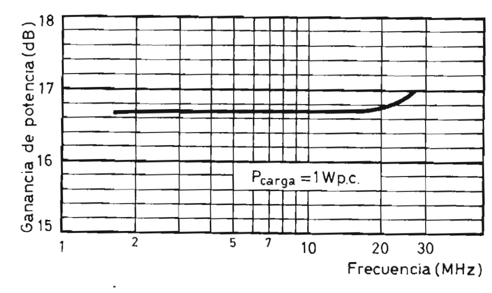


Figura 13. Ganancia de potencia en función de la frecuencia

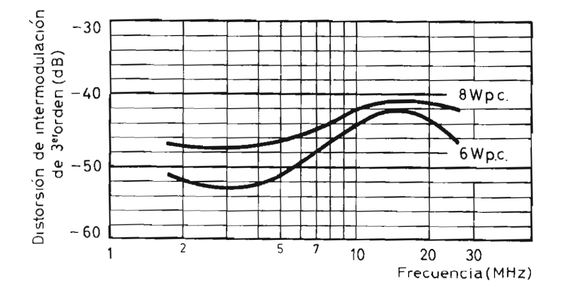


Figura 14. Distorsión de intermodulación en función de la frecuencia para dos niveles de potencia de salida

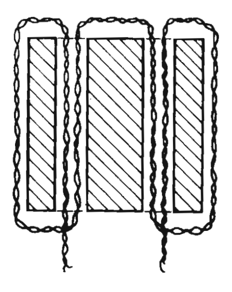


Figura 15. Devanado del transformador *T*1

AMPLIFICADORES DE BANDA ANCHA DE 50 Y 100 W POTENCIA DE CRESTA, CLASE AB, CON TRANSISTORES 810BLY/A

Los dos amplificadores que se describen en este apartado se basan en el módulo que se representa en la figura 16. Este consta de un par equilibrado de transistores 810BLY/A que funcionan en contrafase clase AB. Se emplea una red compensadora de frecuencia para reducir la ganancia a frecuencias bajas. Con valores de 10 Ω y 2,2 nF para R y C, se obtiene una respuesta de frecuencia con ±1 dB en todo el margen de 1,6 a 30 MHz.

El transformador de entrada de 50Ω : 5,5Ω proporciona el mejor compromiso entre la adaptación de entrada, la ganancia del amplificador y la respuesta de frecuencia.

AMPLIFICADOR DE 50 W POTENCIA DE CRESTA

Diseño

La incorporación de un balun de 50Ω en la entrada y un balun de 25Ω junto con una carga de 25Ω en la salida, convierte el módulo básico en un amplificador de 50 W potencia de cresta, como se representa en la figura 17. Los detalles de los devanados para los baluns se indican más adelante. Se requiere una alimentación de polarización de unos 6 V que se obtiene de la alimentación de polarización compensada que se describe más adelante. Esta polarización se ajusta para dar en el amplificador una corriente de reposo de colector de 50 mA. Se supone que la corriente de colector se comparte por igual entre los transistores apareados.

Es importante una distribución adecuada de los componentes (fig. 18) para eliminar bucles de corriente a masa entre los circuitos de entrada y de salida.

Características

Las características del amplificador de 50 W potencia de cresta se resumen en las figuras 19 a 24. Con este circuito se obtiene una elevada ganancia de unos 19 dB con un nivel de respuesta de frecuencia de ±1 dB en todo el margen de frecuencia de 2 a 30 MHz (fig. 19). Los productos de intermodulación son superiores a – 28 dB para una potencia de salida de 50 W potencia de cresta (fig. 20).

Las figuras 21a y 21b muestran la distorsión en función de la potencia de salida para 2 y 27 MHz, y la figura 22 muestra los armónicos producidos por el amplificador. El rendimiento en función de la frecuencia y de la potencia de carga se muestra en las figuras 23 y 24.

Componentes del amplificador de 50 W potencia de cresta

Transformadores

$T1$ 7 espiras de cable coaxial de 50Ω (devanadas en dos núcleos de Ferroxcube 4C6 (36 × 26 × 6 mm). El tercer devanado es de 7 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,45 mm, bifilar, devanado con el cable de 50Ω.

$T2$ Dos devanados de 5 espiras, cada uno de cable coaxial de 16 2/3Ω (dos trozos de cable de 30Ω en paralelo), devanados en dos núcleos de Ferroxcube 4C6 (36 × 26 × 6 mm)

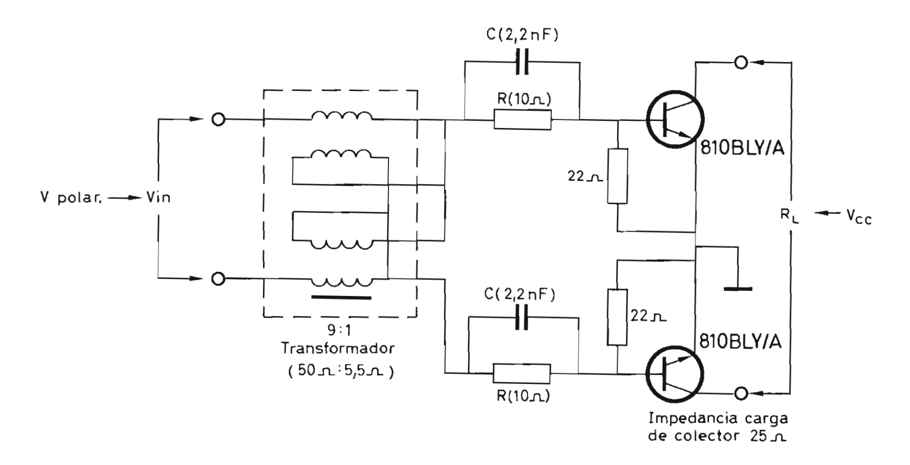


Figura 16. Circuito básico del módulo de 50 W

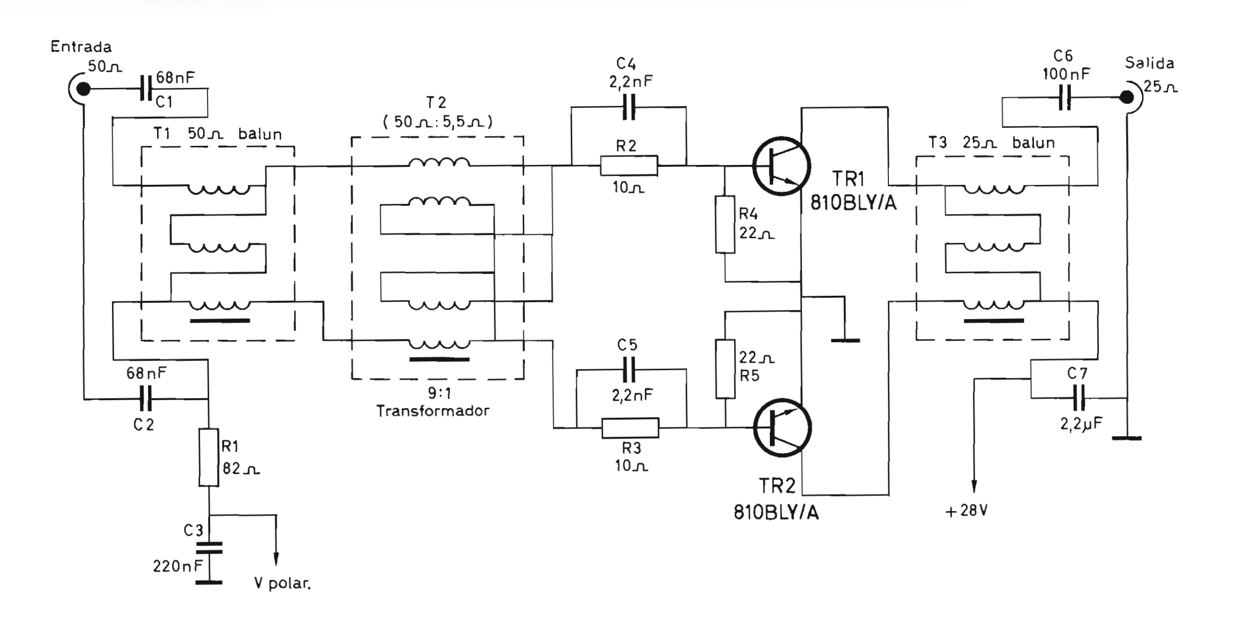


Figura 17. Amplificador de 50 W potencia de cresta, en clase AB, con transistores 810BLY/A

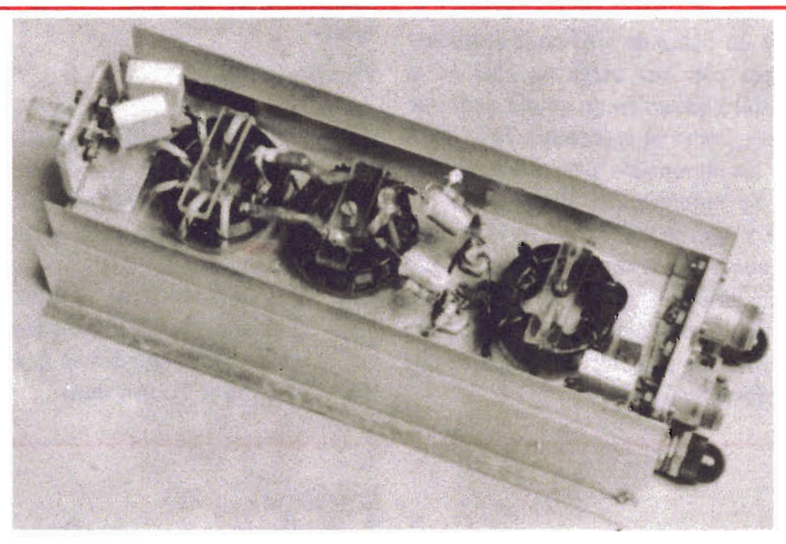


Figura 18. Montaje práctico

T3 5 espiras, cable coaxial de 25Ω, devanadas en dos núcleos de Ferroxcube 4C6 (36 x 16 x 6 mm). El devanado tercero es de 5 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,45 mm, bifilar, devanado con el cable de 25Ω.

Resistores

*R*1	82Ω, 1 W
*R*2, *R*3	10Ω; 0,5 W
*R*4, *R*5	22Ω; 0,5 W

Condensadores

*C*1, *C*2	68 nF, poliéster metalizado
*C*3	220 nF, poliéster metalizado
*C*4, *C*5	2,2 nF, poliéster metalizado
*C*6	100 nF, poliéster metalizado
*C*7	2,2 µF, poliéster metalizado

Transistores

*TR*1, *TR*2 810BLY/A

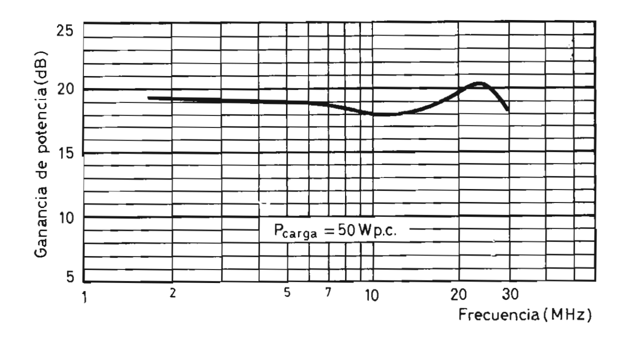


Figura 19. Ganancia de potencia en función de la frecuencia

Figura 20. Distorsión de intermodulación en función de la frecuencia

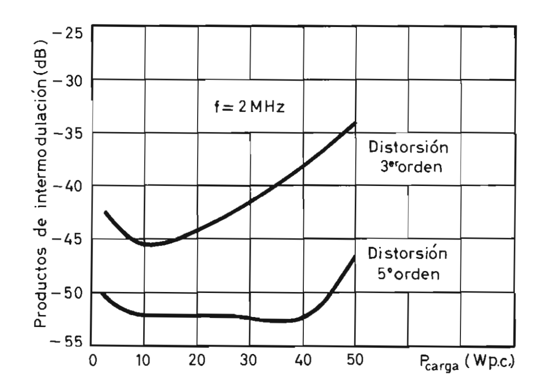


Figura 21a. Distorsión de intermodulación en función de la potencia de salida a 2 MHz

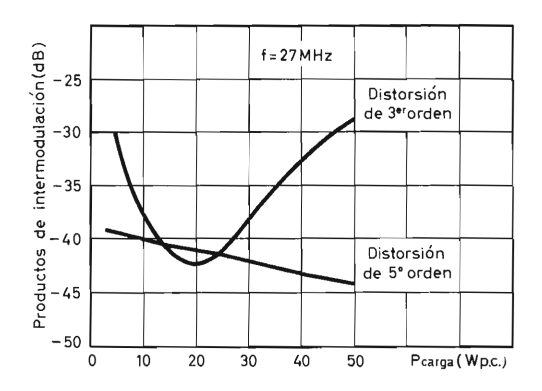


Figura 21b. Distorsión de intermodulación en función de la potencia de salida a 27 MHz

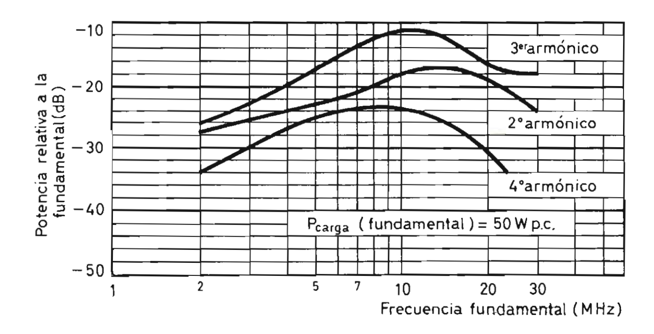


Figura 22. Armónicos producidos a plena potencia de salida

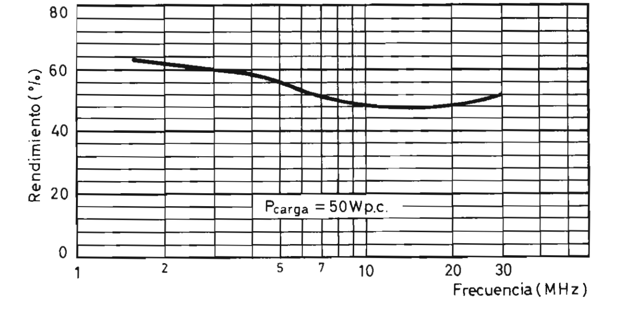


Figura 23. Rendimiento en función de la frecuencia

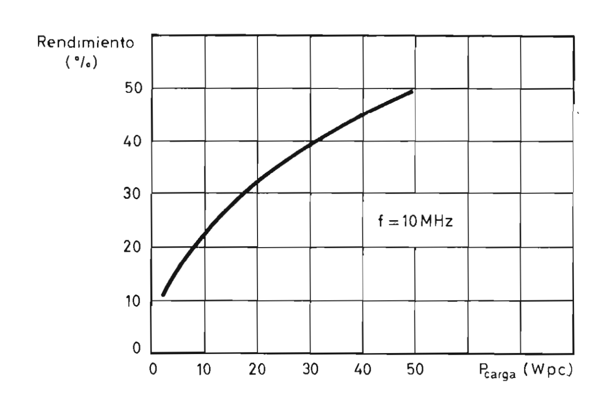


Figura 24. Rendimiento en función de la potencia de carga

AMPLIFICADOR DE 100 W POTENCIA DE CRESTA

Se conectan dos módulos de 50 W potencia de cresta en paralelo con acopladores híbridos para formar el amplificador de 100 W potencia de cresta que se representa en la figura 25. El de salida tiene una impedancia doble a la de cada entrada. Así, la impedancia de salida del amplificador resulta ser de 50Ω.

La señal de excitación de un generador de 50Ω se acopla a una unidad híbrida que proporciona dos salidas aisladas no adaptadas de 50Ω. Estas salidas están conectadas a baluns de 50Ω que proporcionan salidas adaptadas de 50Ω para excitación de cada módulo de 50 W. Las salidas de los módulos están combinadas en un acoplador híbrido adaptado y se aplican a través de un balun para dar una salida no adaptada de 50Ω. Potenciómetros de carbón ajustados en cada entrada aseguran que la ganancia de ambos canales sea idéntica. Se ajustan a 10 MHz y 100 W potencia de cresta para dar la mínima disipación de potencia en los resistores híbridos junto con la máxima ganancia.

Se emplean alimentaciones de polarización para cada módulo; cada circuito de polarización es idéntico al descrito más adelante (fig. 33) y se utiliza también para el amplificador de 50 W potencia de cresta. Las alimentaciones de polarización están ajustadas para dar corriente de reposo de 50 mA en cada módulo.

El funcionamiento correcto del circuito sólo se consigue si es correcta la fase de las dos señales de entrada. Asimismo, el transformador híbrido de salida también ha de estar en fase correcta. Si la fase es incorrecta, se puede corregir invirtiendo las conexiones de entrada de un módulo.

Como en el diseño de 50 W potencia de cresta, es importante la distribución de los componentes (fig. 26).

Características

Las figuras 27 a 32 muestran las características del amplificador de 100 W potencia de cresta. La reducción de 2 dB en ganancia de este circuito comparado con el circuito de 50 W potencia de cresta se debe a la disipación (30 % de potencia de excitación) en los potenciómetros de entrada. Las gráficas que muestran la distorsión en función de la potencia y de la frecuencia (figs. 21 y 22) tienen formas muy parecidas a las del circuito de 50 W potencia de cresta.

Compensación de la polarización

Alguna forma de compensación de polarización es necesaria para evitar un aumento substancial de la corriente de reposo de colector cuando aumenta la temperatura del amplificador. En la figura 33 se representa un circuito aconsejable para los dos diseños, el de 50 W y el de 100 W. El transistor sensible a la temperatura BD131 está montado en el mismo radiador, y lo más cerca posible al par 810BLY/A que controla. La corriente de base se obtiene de la alimentación de 28 V a través de un resistor de 27 kΩ y de un resistor variable de 20 kΩ. Un aumento de la corriente de colector del transistor BD131 debido a una subida de la temperatura hace disminuir la tensión de colector y reduce así la polarización en el amplificador.

El resistor $R2$ se usa para ajustar la compensación y $R1$ para ajustar la corriente de excitación cero en el transistor del amplificador cuando está frío. Los resistores $R1$ y $R2$ se influyen mutuamente, por lo que el procedimiento de ajuste puede resultar laborioso. Sin embargo, si $R1$ y $R2$ se ajustan para proporcionar una corriente de colector de 50 mA en el BD131, junto con una corriente estacionaria de 50 mA en el módulo, sólo serán necesarios pequeños ajustes de $R1$ y $R2$ para conseguir la óptima compensación. En condiciones óptimas, la tensión en el colector del BD131 es de unos 6 V.

Con este circuito es posible obtener una compensación de ±4 mA para una corriente de reposo de 50 mA en un margen de temperatura del radiador de 6 a 90 °C.

Componentes del amplificador de 100 W potencia de cresta

Transformadores

$T1, T2$ 7 espiras, cable coaxial de 50Ω devanados en dos núcleos de Ferroxcube 4C6 (36 x 26 x 6 mm). El tercer devanado es de 7 espiras de

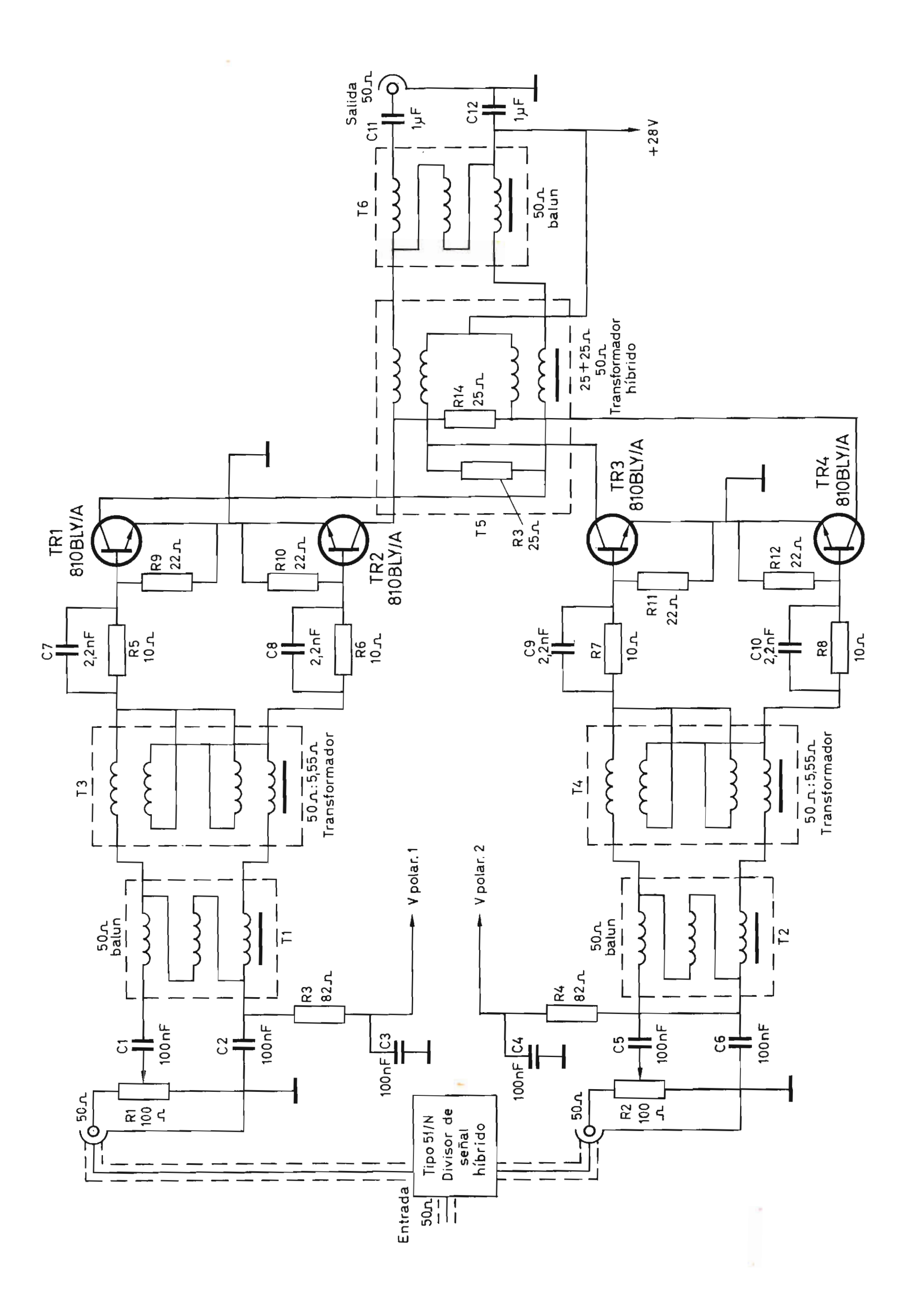


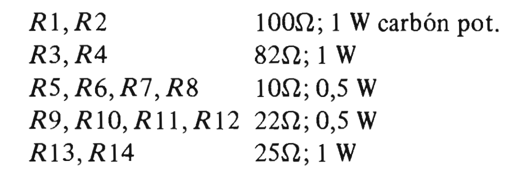
Figura 25. Amplificador de 100 W potencia de cresta, en clase AB, con transistores 810BLY/A

hilo de cobre esmaltado de 0,45 mm, bifilar, devanado con el cable de 50Ω.

*T*3, *T*4 Dos devanados de 5 espiras, cada uno de cable coaxial de 16 2/3 Ω (dos trozos de cable de 30 Ω en paralelo), devanados en dos núcleos de Ferroxcube 4C6 (36 x 26 x 6 mm).

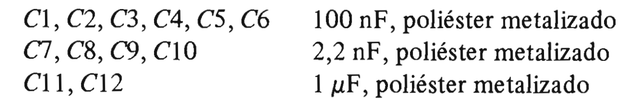
*T*5 Dos devanados de 4 espiras, cada uno de cable coaxial de 25Ω devanados en dos núcleos de Ferroxcube 4C6 (36 x 26 x 6 mm). Los resistores *R*13 y *R*14 son de 25Ω, 0,3 W cada uno.

Resistores



*R*1, *R*2	100Ω; 1 W carbón pot.
*R*3, *R*4	82Ω; 1 W
*R*5, *R*6, *R*7, *R*8	10Ω; 0,5 W
*R*9, *R*10, *R*11, *R*12	22Ω; 0,5 W
*R*13, *R*14	25Ω; 1 W

Condensadores



*C*1, *C*2, *C*3, *C*4, *C*5, *C*6	100 nF, poliéster metalizado
*C*7, *C*8, *C*9, *C*10	2,2 nF, poliéster metalizado
*C*11, *C*12	1 μF, poliéster metalizado

Transistores

*TR*1, *TR*2, *TR*3, *TR*4 810BLY/A

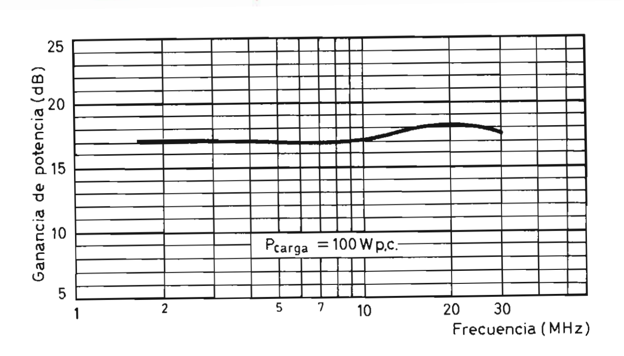


Figura 27. Ganancia de potencia en función de la frecuencia

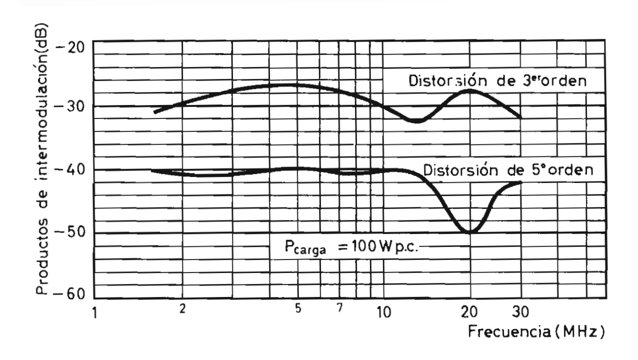


Figura 28. Distorsión de intermodulación en función de la frecuencia

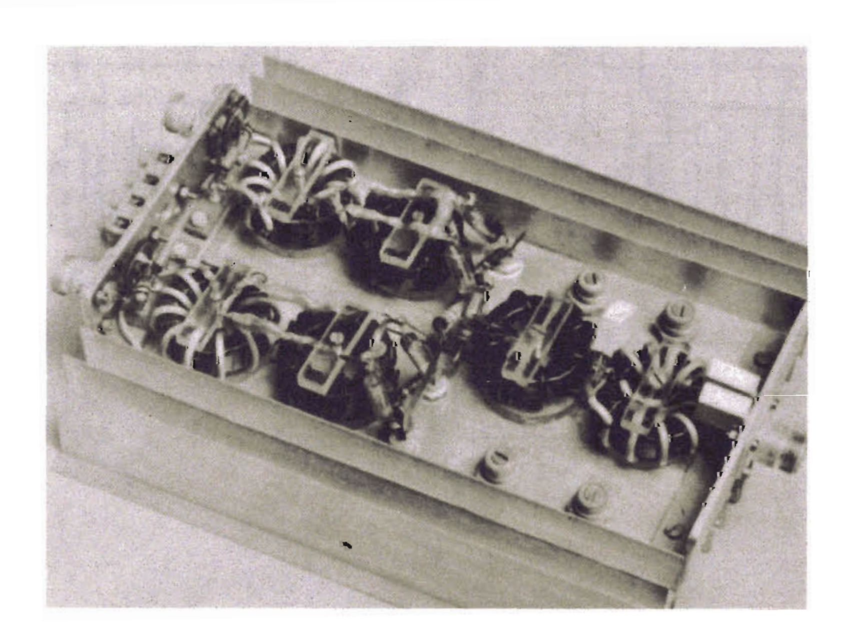


Figura 26. Montaje práctico

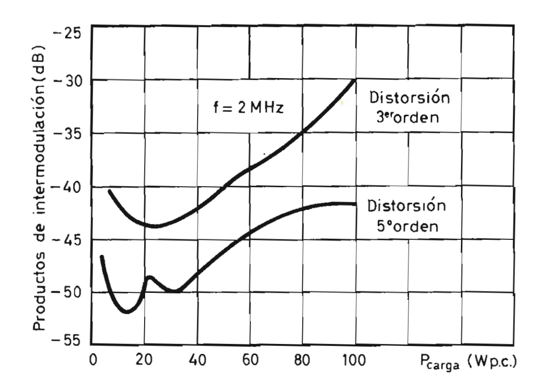


Figura 29a. Distorsión de intermodulación en función de la potencia de salida a 2 MHz

Figura 29b. Distorsión de intermodulación en función de la potencia de salida a 27 MHz

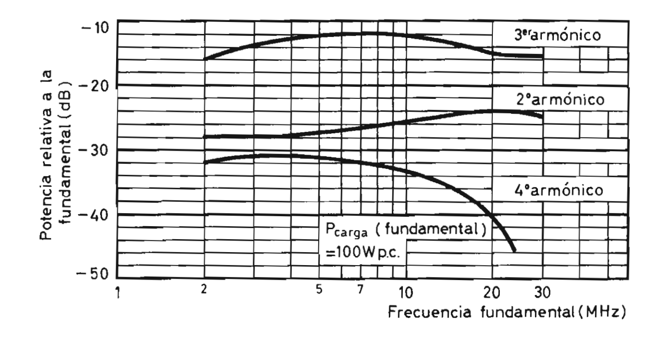


Figura 30. Armónicos producidos a plena potencia

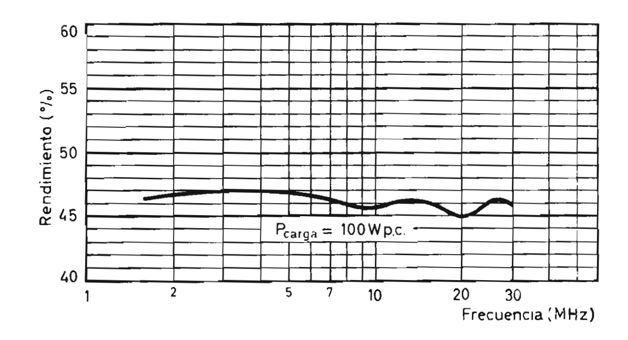


Figura 31. Rendimiento en función de la frecuencia

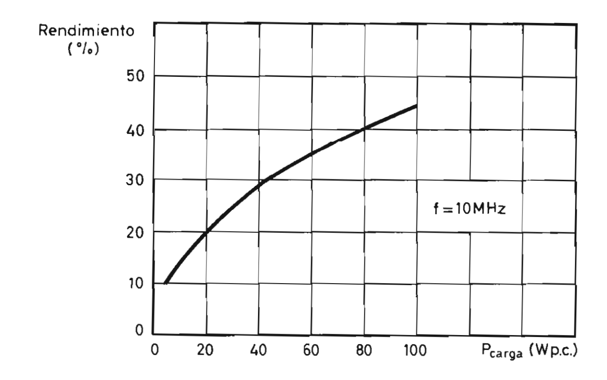


Figura 32. Rendimiento en función de la potencia de salida

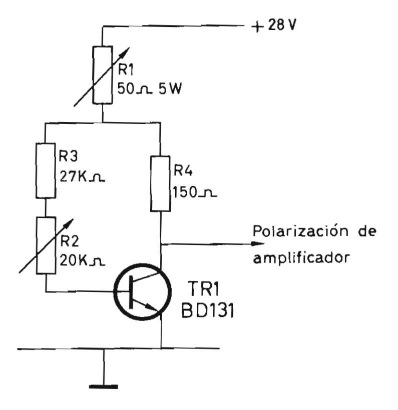


Figura 33. Circuito de compensación de polarización para amplificadores de 50Ω, y 100 W potencia de cresta

AMPLIFICADOR DE BANDA ANCHA, CLASE AB, DE 100 W POTENCIA DE CRESTA CON TRANSISTORES BLX14

La figura 34 representa el circuito de un amplificador de banda ancha que funciona en clase AB, con un par equilibrado de transistores BLX14 en contrafase. El amplificador entrega hasta 100 W potencia de cresta en el margen de frecuencia de 1,6 a 30 MHz con un nivel máximo de distorsión de intermodulación de – 30 dB. La ganancia en la banda es de 16,75 ± 0,75 dB y el mínimo rendimiento de doble tono para 30 MHz es del 42%. La relación de ondas estacionarias de tensión es inferior a 1,4:1.

Descripción del circuito

Los transformadores de entrada y de salida *T*1 y *T*3 son de tipo de línea de transmisión con transformaciones de impedancia del 1:4 y 4:1, respectivamente. Cada uno de ellos comprende un toroide de Ferroxcube devanado con cable coaxial de 50Ω. Los detalles de los devanados se indican en la relación de componentes.

Los transistores BLX14 están ajustados para funcionamiento de clase AB, y cada uno de ellos tiene una corriente de reposo de colector de 70 mA. Más adelante describimos una alimentación de polarización compensada en temperatura. Las variaciones en la impedancia de entrada y ganancia de los transistores en toda la banda se compensan por medio de una red LCR diseñada por computador, conectada entre el transformador de entrada y el par en contrafase. Los condensadores de bloqueo *C*3 y *C*4 compensan también el efecto de derivación de la inductancia del transformador de entrada en la red LCR.

El choque del colector *T*2, devanado en una varilla de Ferroxcube, proporciona un fuerte acoplamiento entre los colectores de los transistores para los armónicos de orden par. Este acoplamiento, muy próximo al 100%, junto con la neutralización cruzada proporcionada por *C*10 y *C*11, consigue una reducción de la distorsión de segundo armónico.

Debido a las dificultades de la toma central de T2, se utilizan dos condensadores de desacoplamiento separados, *C*12 y *C*13, cada uno de los cuales consta de tres condensadores de 100 nF en paralelo. Los choques de Ferroxcube *L*7 y *L*8 evitan la posibilidad de resonancia en paralelo en banda reduciendo la frecuencia de resonancia del circuito del choque del colector a un valor inferior a 1 MHz.

Los condensadores de bloqueo *C*14 y *C*15 proporcionan compensación de baja frecuencia para la inductancia del choque del colector y del transformador *T*3. Los resistores *R*6 y *R*7 en serie con los condensadores de neutralización *C*10 y *C*11 evitan la oscilación en la zona de 100 MHz si se suprime la carga de salida de 50Ω.

Compensación de polarización

La compensación de polarización es necesaria para evitar cambios en la corriente de reposo del colector originados por variaciones de la temperatura. La figura 35 representa un circuito adecuado. La tensión de salida es igual a la suma de la tensión de base-emisor del transistor sensible a la temperatura *TR*3 y la tensión entre extremos de *R*9. El potenciómetro *R*9 se utiliza para ajustar la corriente de reposo en los transistores BLX14 al valor necesario. Los tres condensadores *C*16, *C*17 y *C*18 evitan oscilaciones y proporcionan un camino de baja reactancia para las señales de radiofrecuencia que penetran en el circuito procedentes de la parte de la salida. El transistor sensible a la temperatura *TR*3 se monta en el radiador lo más cerca posible del transistor BLX14.

Características

La figura 36 muestra la variación de la ganancia y de la relación de amplitud de tensión en función de la frecuencia. La distorsión de intermodulación de tercer orden (*d*3) está representada en función de la frecuencia en la figura 37 para potencias de salida de 3 y 100 W potencia de cresta. Las figuras 38 y 39 presentan las gráficas del rendimiento en función de la frecuencia y de la potencia de salida, respectivamente.

Montaje

Los componentes del circuito de radiofrecuencia están montados en una placa de circuito impreso de vidrio epoxy, con dimensiones de 200 × 135 × 1,6 mm (véase fig. 40). La placa tiene dos caras, es decir, por la cara inferior no está grabada y sirve como plano de masa. Las partes aisladas en la cara superior se utilizan para el montaje y las interconexiones. Los terminales de los componentes conectados a masa pasan a través de orificios existentes en la propia placa.

Se emplea una placa de circuito impreso para el circuito de polarización (fig. 41). Este circuito se fija al radiador, a excepción del potenciómetro *R*9 que está montado en la parte superior de la placa del circuito de radiofrecuencia.

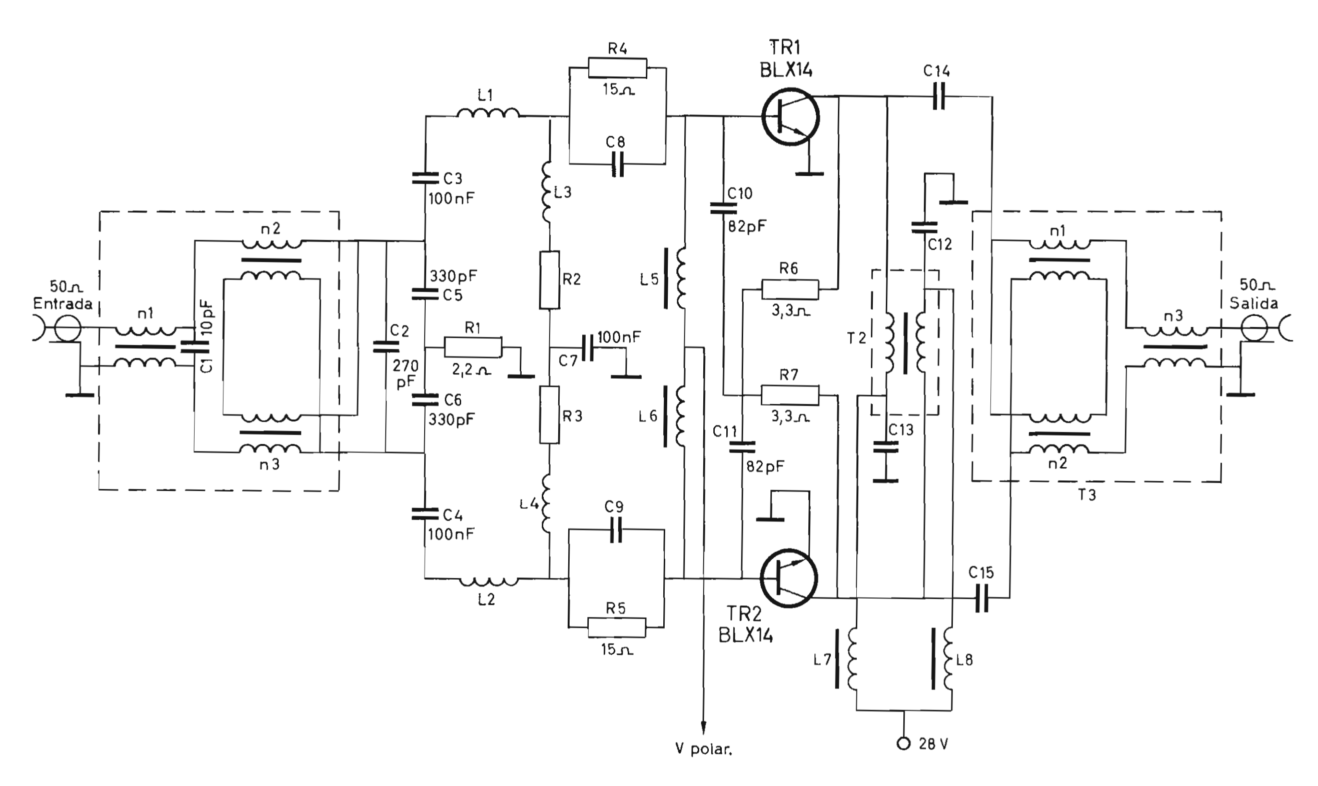


Figura 34. Amplificador de 100 W potencia de cresta en clase AB con transistores BLX14

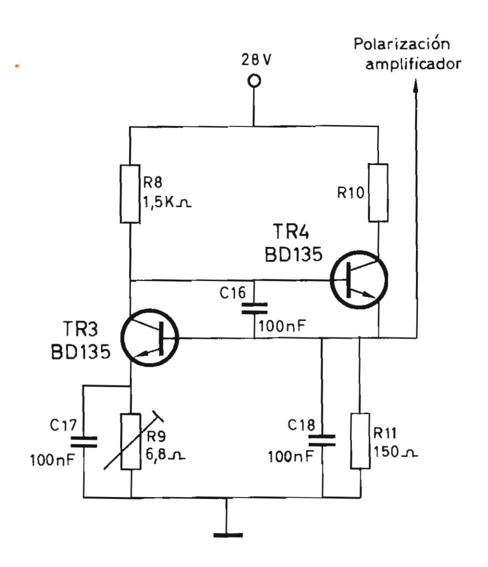


Figura 35. Circuito de compensación de la polarización

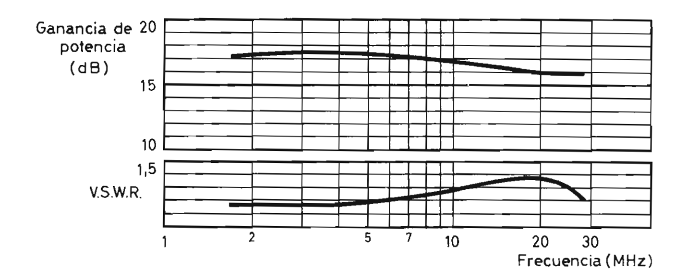


Figura 36. Ganancia de potencia y relación ondas estacionarias de tensión de entrada en función de la frecuencia

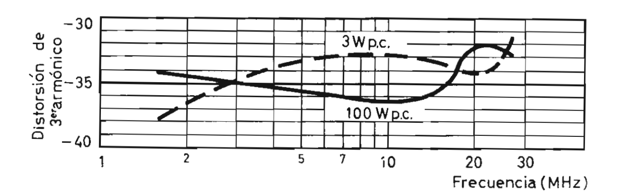


Figura 37. Distorsión de intermodulación de tercer orden en función de la frecuencia

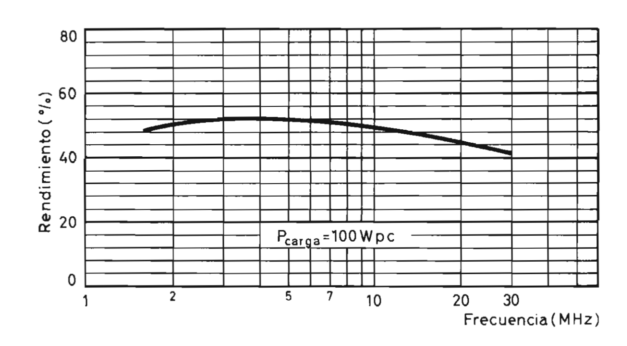


Figura 38. Rendimiento en función de la frecuencia

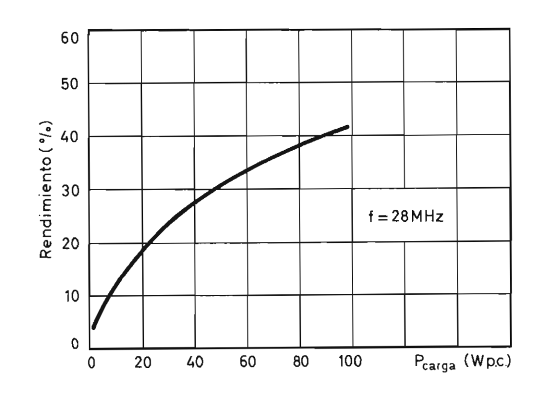


Figura 39. Rendimiento en función de la potencia de salida

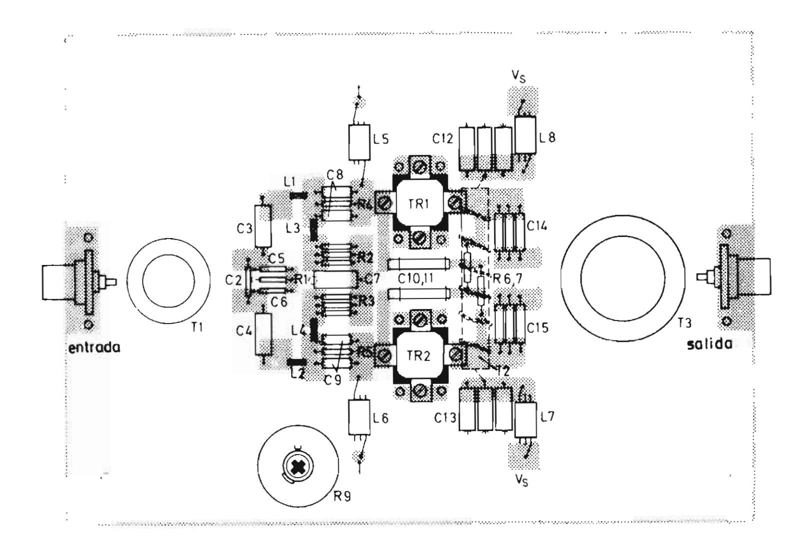


Figura 40. Montaje práctico

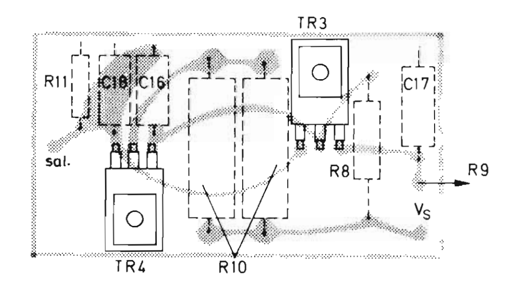


Figura 41. Montaje del circuito de polarización

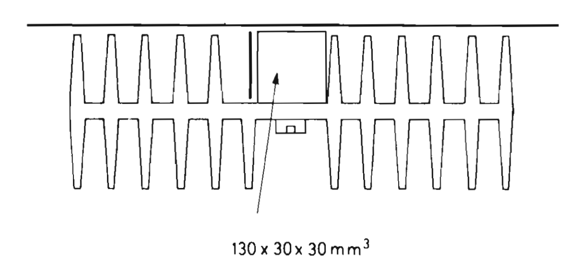
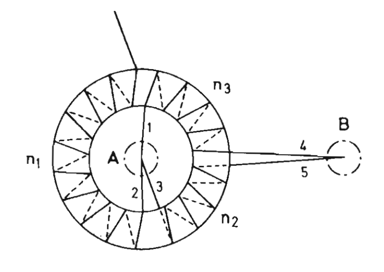
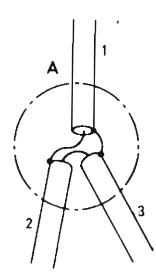


Figura 42. Montaje del radiador





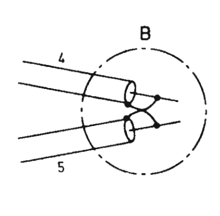


Figura 43. Devanado del transformador *T*1 con detalle ampliado de la interconexión

Radiador

Se utiliza un radiador de aluminio con una aleta suprimida para alojar la placa de circuito impreso del circuito de polarización (véase fig. 42). Un bloque de aluminio de 130 x 30 x 30 mm proporciona el acoplamiento térmico entre el transistor y el radiador. La resistencia térmica elegida del radiador modificado con una baja velocidad de aire forzado es de 0,5 °C/W. La disipación total máxima (para un solo tono de 100 W y 28 MHz) es de unos 80 W, despreciando la disipación de los transistores del circuito de polarización.

Componentes

Transformadores

*T*1 Cable coaxial de 50Ω con cubierta plástica aislante termorresistente devanado a un toroide de Ferroxcube 4C6 (23 x 14 x 7 mm), como se representa en la figura 43. $n1 = 9$ espiras y $n2 = n3 = 4{,}5$ espiras.

*T*2 6 espiras, hilo de cobre esmaltado de 0,7 mm, bifilar, devanado a un tubo de Ferroxcube 4B1 (7,7 x 4,6 x 50 mm), como se representa en la figura 44.

*T*3 Cable coaxial de 50Ω con cubierta plástica aislante termorresistente devanado a un toroide de Ferroxcube 4C6 (36 x 23 x 15 mm), montado en paralelo como se representa en la figura 45. $n1 = n2 = 3{,}5$ espiras y $n3 = 7$ espiras.

*L*1, *L*2 27 nH; 2,5 espiras juntas de hilo de cobre esmaltado de 0,7 mm, diámetro interior 3,2 mm, terminales de 3,2 mm.

*L*3, *L*4 40 nH; 2,5 espiras juntas de hilo de cobre esmaltado de 0,7 mm, diámetro interior de 4,2 mm, terminales de 4,2 mm.

*L*5, *L*6
*L*7, *L*8 3 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,6 mm devanado a un núcleo de Ferroxcube 4B (6 x 10 mm, 6 orificios).

Resistores

*R*1	2,2Ω; 0,3 W
*R*2, *R*3	3 x 27Ω en paralelo, 0,3 W
*R*4, *R*5	15Ω; 0,3 W
*R*6, *R*7	3,3Ω; 0,3 W
*R*8	1,5Ω; 0,5 W
*R*9	6,8Ω; 1 W bobinado ± pot.
*R*10	2 x 120Ω; 5,5 W bobinado ±10% en paralelo
*R*11	150Ω; 0,3 W

Transistores

*TR*1, *TR*2	BLX14
*TR*3, *TR*4	BD135

Condensadores

*C*1	10 pF, cerámico
*C*2	270 pF
*C*3, *C*4	100 nF, poliéster metalizado
*C*5, *C*6	330 pF, poliéster miniatura
*C*7	100 nF, poliéster metalizado
*C*8, *C*9	2 x 1,2 nF en paralelo
*C*10, *C*11	82 pF, cerámico
*C*12, *C*13	3 x 100 nF en paralelo
*C*14, *C*15	3 x 22 nF en paralelo
*C*16, *C*17, *C*18	100 nF, poliéster metalizado

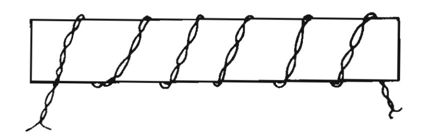


Figura 44. Devanado del transformador *T*2

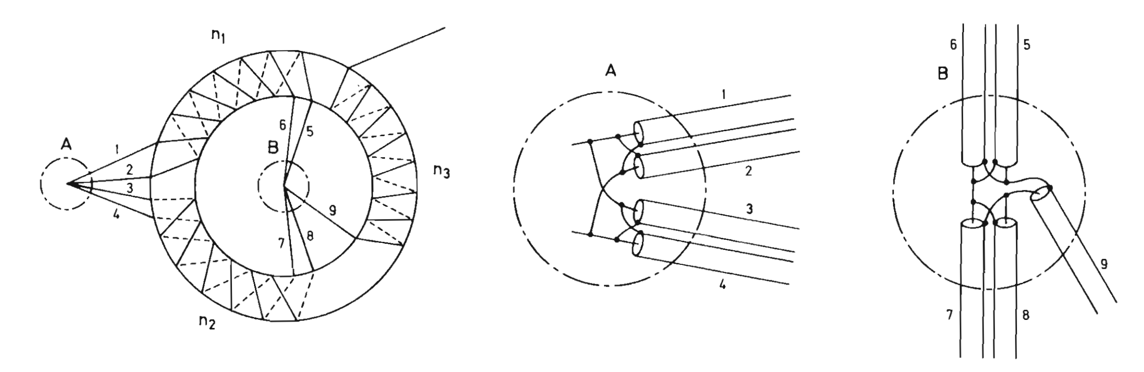


Figura 45. Devanado del transformador *T*3 con detalle ampliado de la interconexión

AMPLIFICADOR DE BANDA ANCHA CLASE AB DE 300 W CON TRANSISTORES BLX15

En las figuras 46 y 47 puede verse un amplificador de banda ancha, con funcionamiento en clase AB, que emplea un transistor BLX13 y un par equilibrado de transistores BLX15. El amplificador puede entregar hasta 300 W potencia de cresta en el margen de frecuencia de 1,6 a 30 MHz, con un nivel de distorsión de intermodulación máxima de – 26 dB y una ganancia de 33 ±1 dB.

La etapa excitadora emplea un transistor BLX13 y es similar a la descrita anteriormente. Medido independientemente, entregará hasta 8 W potencia de cresta con una ganancia de 17 dB. La etapa de salida emplea dos transistores BLX15 con funcionamiento en contrafase clase AB a partir de una alimentación de 50 V.

Para conseguir una respuesta de frecuencia plana y al

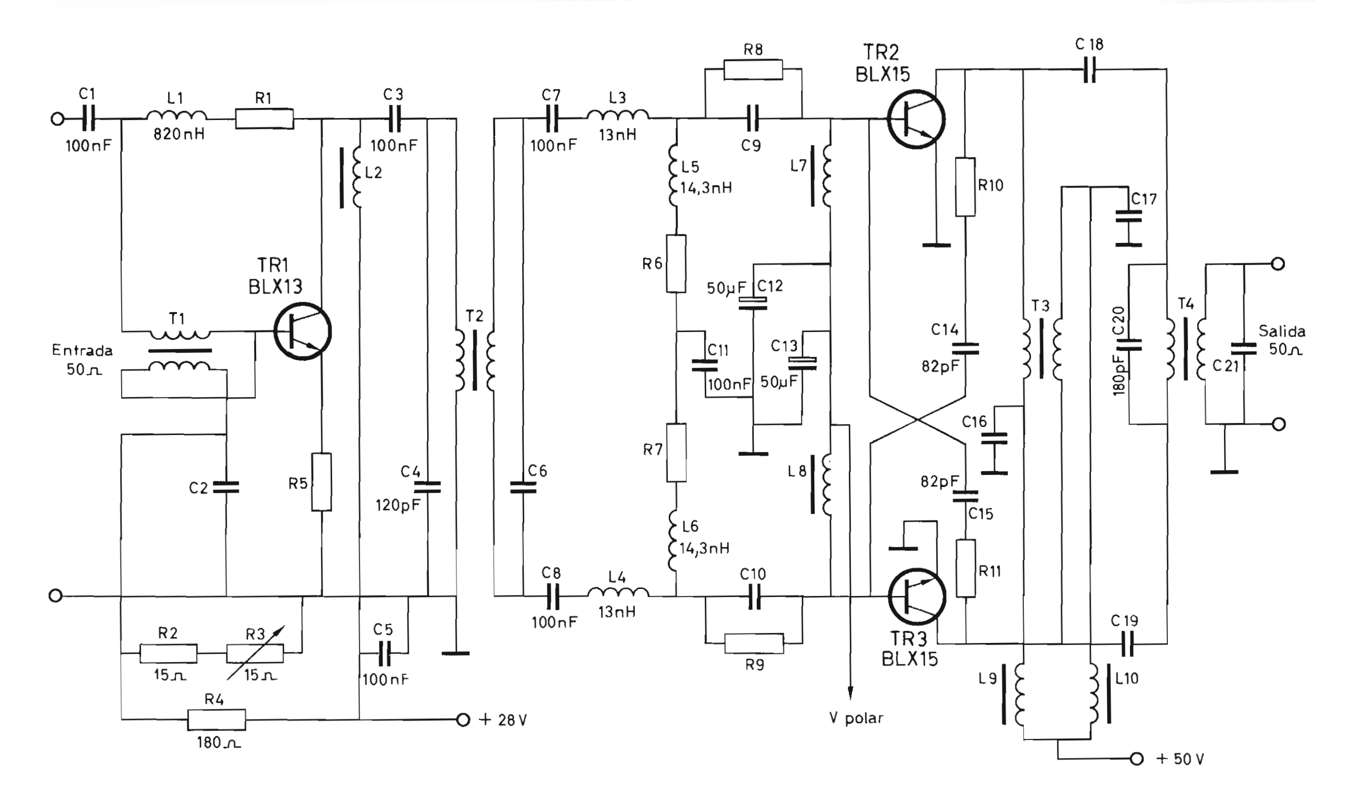


Figura 46. Amplificador de 300 W potencia de cresta, en clase AB, completo con excitador

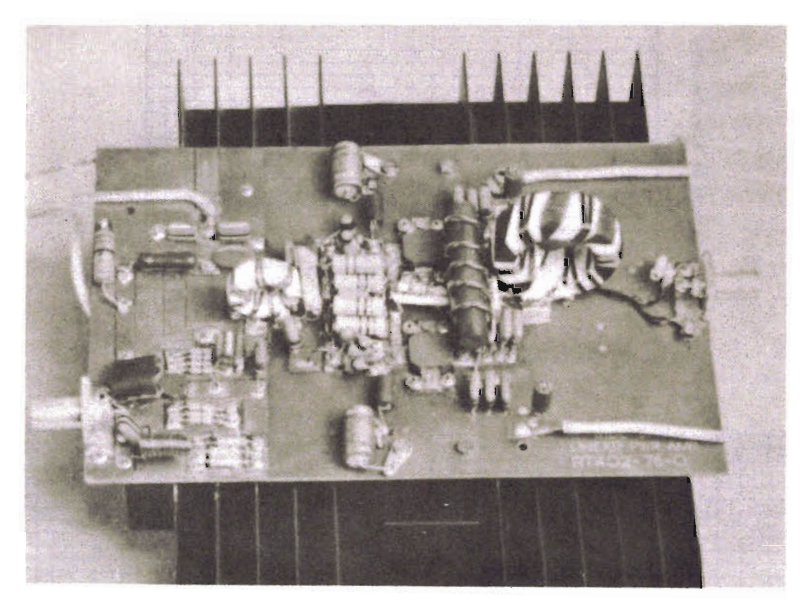


Figura 47. Montaje práctico

propio tiempo proporcionar una impedancia de entrada relativamente constante, se incorpora una red de compensación de frecuencia en los circuitos base de los transistores BLX15. Esto proporciona una impedancia de entrada de unos 5Ω y da por resultado una ganancia de etapa de unos 16 dB en la banda. Se utilizan transformadores en contrafase convencionales con núcleos de Ferroxcube.

La polarización de base es suministrada por el circuito de compensación de temperatura que funciona a partir de la alimentación de 50 V, como se representa en la figura 48. Este circuito se fija al radiador, lo más junto posible a los transistores BLX15.

Las características de este amplificador se indican en las figuras 49 y 50.

Componentes

Transformadores y bobinas

*T*1 — 3 espiras, hilo de cobre esmaltado de 0,5 mm, bifilar, devanado a un núcleo de Ferroxcube 3B (11 x 11 mm), como se representa en la figura 51.

*T*2 — 25Ω a 5Ω; toroide de Ferroxcube 4C6 (23 x 14 x 7 mm).
Devanado del primario: 14 espiras, hilo paralelo de cobre esmaltado de 0,5 mm.
Devanado del secundario: 6 espiras, lámina de cobre adhesiva de 4 x 0,075 mm, recubierta por material plástico aislante termorresistente, 5 x 0,1 mm. Véase fig. 52.

*T*3 — 5 espiras, hilo de cobre de 1 mm, bifilar, devanado a una varilla de Ferroxcube 4B1 (50 x 10 mm).

*T*4 — 12,5Ω a 5Ω; toroide de Ferroxcube 4C6 (36 x 23 x 15 mm).
Devanado del primario: 6 espiras de lámina adhesiva de cobre de 10 x 0,75 mm, recu-

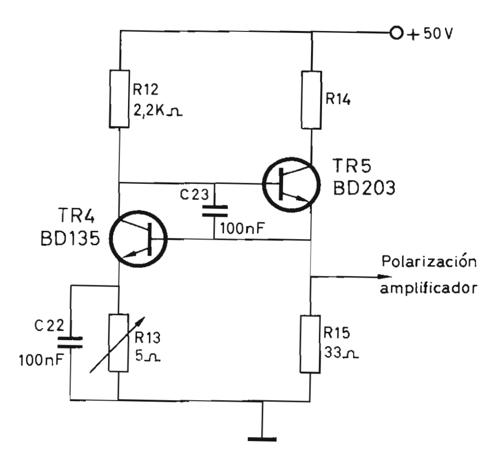


Figura 48. Circuito de compensación de la polarización

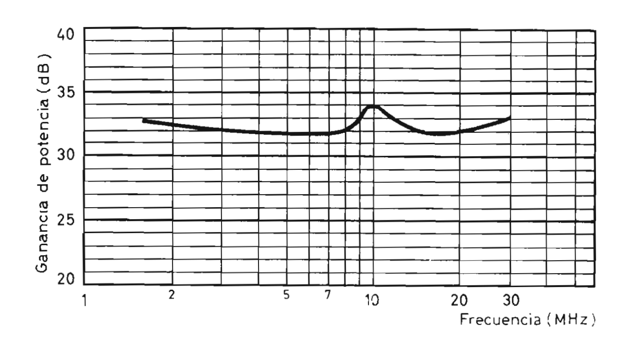


Figura 49. Ganancia de potencia en función de la frecuencia

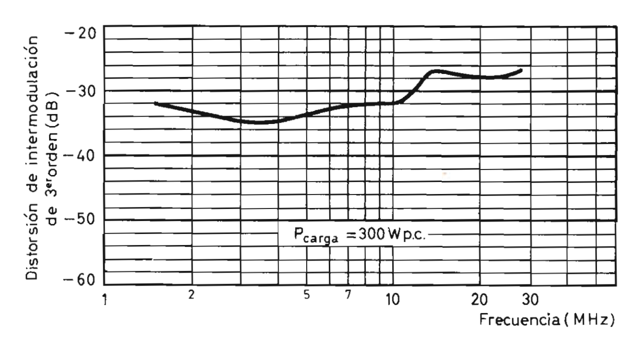


Figura 50a. Distorsión de intermodulación de tercer orden en función de la frecuencia

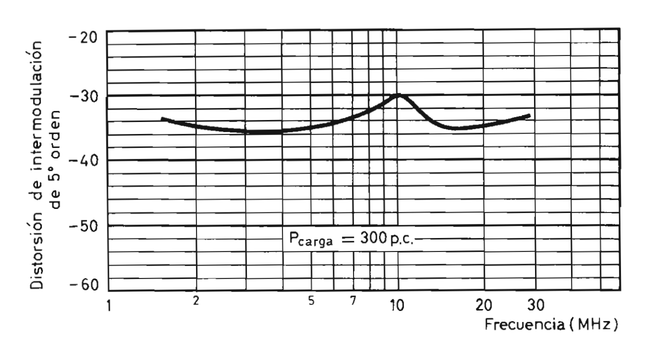


Figura 50b. Distorsión de intermodulación de quinto orden en función de la frecuencia

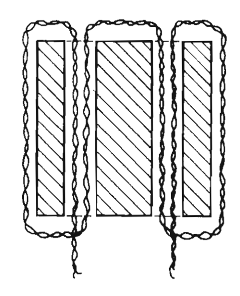


Figura 51. Devanado del transformador *T*1

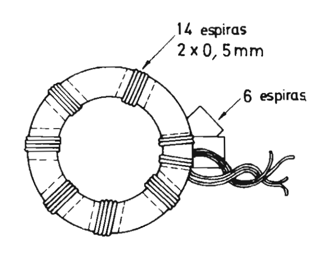


Figura 52. Devanado del transformador *T*2

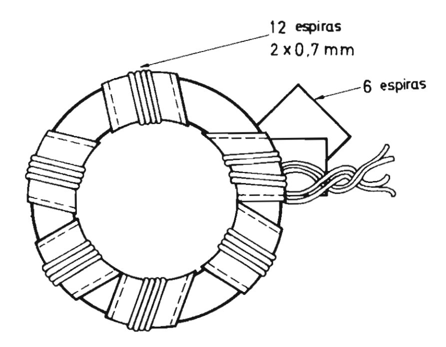


Figura 53. Devanado del transformador *T*4

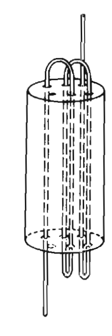


Figura 54. Devanado de *L*7 y *L*8

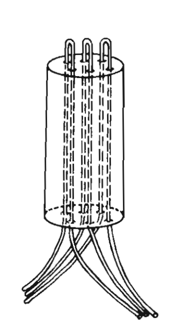


Figura 55. Devanado de L*9* y *L*10

	bierta por lámina de material plástico aislante termorresistente, 12 x 0,1 mm. Devanado del secundario: 12 espiras, hilo de cobre esmaltado de 0,7 mm. Véase figura 53.
*L*1	820 nH; 15 espiras juntas, hilo de cobre esmaltado de 0,7 mm, diámetro interior 6 mm.
*L*2	25 espiras juntas hilo de cobre esmaltado de 0,35 mm, con núcleo de Ferroxcube 4B (6 x 10 mm, 6 orificios).
*L*3	13 nH; media espira de hilo de cobre esmaltado de 1 mm, radio 8 mm.
*L*5, L6	14,3 nH; media espira de hilo de cobre esmaltado de 1 mm, radio 8 mm.
*L*7, *L*8	Cuenta de 6 orificios de Ferroxcube 3B (6 x 10 mm), con devanado como se representa en la figura 54.
*L*9, *L*10	Cuenta de 6 orificios de Ferroxcube 3B (6 x 10 mm), con devanado como representa la figura 55.

Resistores

*R*1	3 x 1,2 kΩ y 1 x 2,6 kΩ en paralelo; 0,5 W
*R*2	15Ω, 1 W
*R*3	15Ω, 1 W, bobinado, pot.
*R*4	180Ω, 5 W, bobinado, ±10%
*R*5	7 x 15Ω en paralelo; 0,3 W
*R*6, *R*7	3 x 10Ω, 1 W en paralelo
*R*8, *R*9	2 x 18Ω en paralelo; 0,5 W
*R*10, *R*11	2 x 6,8Ω en paralelo; 0,5 W

Condensadores

*C*1	100 nF, poliéster metalizado
*C*2	100 nF, material plástico aislante termorresistente en paralelo con 100 nF cerámico
*C*3	100 nF, poliéster metalizado
*C*4	120 pF, cerámico
*C*5	100 nF, poliéster metalizado
*C*6	2 x 330 pF, cerámico, en paralelo
*C*7, *C*8	100 nF, poliéster metalizado
*C*9, *C*10	3 x 1,2 nF, cerámico, en paralelo
*C*11	100 nF, poliéster metalizado
*C*12, *C*13	50 μF, electrolítico
*C*14, *C*15	82 pF, cerámico
*C*16, *C*17	3 x 100 nF, en paralelo, poliéster metalizado
*C*18, *C*19	2 x 10 nF y 1 x 12 nF, en paralelo
*C*20	180 pF, cerámico
*C*21	2 x 22 pF, cerámico, en paralelo

Transistores

*TR*1	BLX13
*TR*2, *TR*3	BLX15

Circuito de polarización

Resistores

*R*12	2,2 kΩ,; 0,5 W
*R*13	5Ω; 1 W; bobinado pot.
*R*14	6 x 470Ω; 5 W; bobinado ±10% en paralelo
*R*15	33Ω; 0,5 W

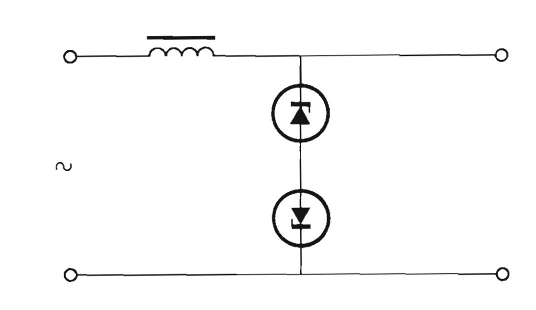
Condensadores

*C*21, *C*22	100 nF, poliéster metalizado

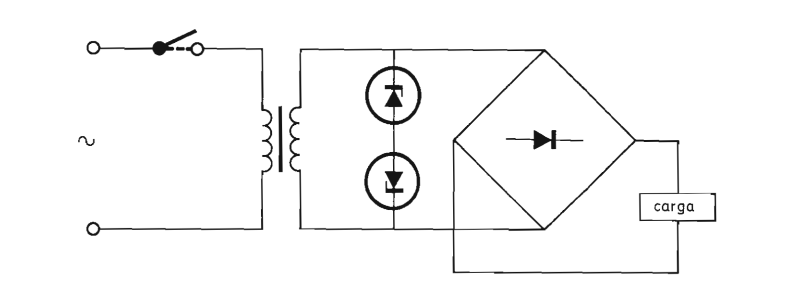
Transistores

*TR*4	BD135
*TR*5	BD203

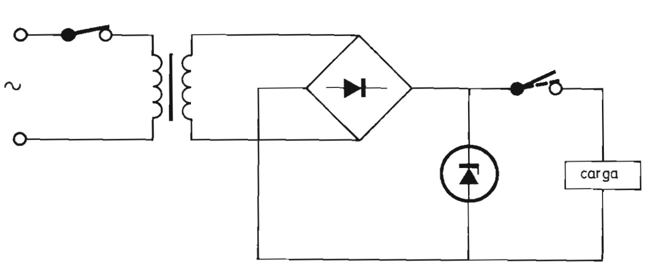
APLICACION DE LOS DIODOS SUPRESORES DE TRANSITORIOS



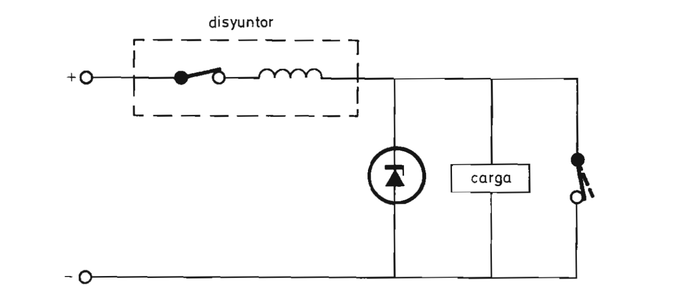
Supresión de transitorios en alimentación de c.a.



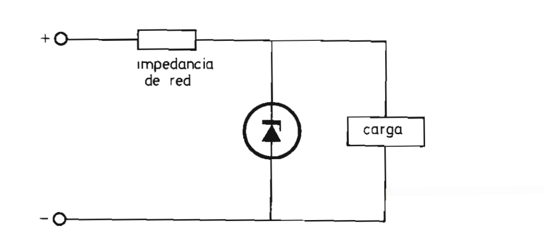
Supresión de transitorios producidos por la activación y desactivación del primario de un transformador.



Supresión de transitorios producidos por la conmutación de la carga.



Supresión de transitorios producidos por cortocircuito de la carga.



Protección contra transitorios de la red.

AMPLIFICADOR OPERACIONAL **CSA70** ESTABILIZADO MEDIANTE CHOPPER

El amplificador operacional CSA70 estabilizado mediante chopper es un circuito bloque de la serie 70 para aplicaciones de instrumentación, control y cómputo. A diferencia de circuitos bloque de otras series, los módulos de la serie 70 contienen circuitos funcionales completos y están proyectados para utilizarlos independientemente de los otros módulos de la serie.

AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Básicamente, un amplificador operacional realiza la amplificación lineal de señales con frecuencias comprendidas entre c.c. y varios cientos de kHz y posee una ganancia en lazo abierto extremadamente grande. Normalmente el amplificador se utiliza junto con una red de realimentación por medio de la cual la ganancia de tensión total del circuito viene definida por los valores de los componentes de realimentación y no por la ganancia del amplificador.

El circuito de un amplificador operacional típico, junto con su impedancia de entrada (Z_{in}) y su impedancia de realimentación (Z_f), se representa en la figura 1. La señal que se ha de amplificar (V_{in}) es aplicada, a través de Z_{in}, a la entrada negativa o de inversión del amplificador operacional y Z_f se conecta al mismo terminal. Puesto que la señal de salida (V_{out}) tiene un valor finito, por ejemplo 10 V, y la ganancia de tensión del propio amplificador operacional (ganancia en lazo abierto) es muy elevada, por ejemplo 10^6, la tensión e se aproxima a cero, es decir $10/10^6 = 10\ \mu V$. La corriente en Z_{in} es, por tanto, V_{in}/Z_{in} y la corriente en Z_f es V_{out}/Z_f. En el supuesto de que no pase corriente a través del terminal de entrada del amplificador operacional, la suma de las dos corrientes es igual a cero, es decir,

$$\frac{V_{out}}{Z_f} + \frac{V_{in}}{Z_{in}} = 0. \qquad (1)$$

La ganancia en lazo cerrado (A_{cl}) del circuito es V_{out}/V_{in}, y a partir de la ecuación (1) se deduce

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-Z_f}{Z_{in}} = A_{cl}.$$

LIMITACIONES DE LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES ACOPLADOS EN C.C.

De modo parecido a todos los circuitos electrónicos diseñados para manejar entradas de c.c. o con variaciones lentas, el amplificador operacional desarrolla variaciones de señal de salida (tensiones de desviación o deriva) que son independientes de la amplitud de la señal de entrada y son realimentadas a través de la red de realimentación al circuito de entrada donde aparecen en forma de deriva

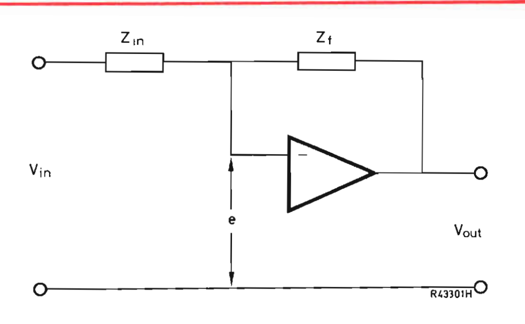


Figura 1. Amplificador operacional típico

de la tensión offset. Las desviaciones de corta duración son originadas por la sensibilidad térmica de los componentes internos al amplificador, y las desviaciones de gran duración están ocasionadas por el envejecimiento de los componentes. En general, la calidad de un amplificador operacional viene determinada por el factor de deriva de offset de entrada. En un amplificador operacional diferencial bien diseñado y acoplado por c.c., el mínimo factor de deriva de offset que se puede conseguir es de 1 $\mu V/^{\circ}C$; factores menores sólo se pueden conseguir con circuitos totalmente diferentes, por ejemplo, con estabilización mediante chopper.

ESTABILIZACION MEDIANTE CHOPPER

En los amplificadores operacionales estabilizados mediante chopper el contenido de alta frecuencia de la señal de entrada es amplificado por un canal de un amplificador diferencial de banda ancha mientras que los componentes de frecuencia muy baja de la señal de entrada son troceados y amplificados unas 1000 veces por un amplificador de c.a. y demodulados antes de ser aplicados a la segunda entrada del amplificador de banda ancha. Esto divide la deriva del amplificador de banda ancha por la ganancia del amplificador con chopper ($\approx$ 1000). De este modo, el factor de deriva se reduce extraordinariamente. Los amplificadores operacionales estabilizados mediante chopper generalmente tienen tensiones offset de 10 μV a 100 μV y factores de deriva/temperatura de 0,1 $\mu V/^{\circ}C$ y 1 $\mu V/^{\circ}C$. La máxima tensión offset del módulo CSA70 es de 10 μV y su máximo factor de deriva/temperatura de la tensión de offset es de 0,1 $\mu V/^{\circ}C$; estos factores, junto con la estabilidad a largo plazo (deriva offset/tiempo = 1 μV/mes) y la carencia de ajuste periódico de tensión de offset, hacen que el CSA 70 tenga un rendimiento de los mejores y además sea bastante menos caro que otros tipos similares.

MODO DE FUNCIONAMIENTO

La figura 2 muestra el esquema de bloques del CSA70. Los componentes de c.c. y de baja frecuencia de la señal en los terminales de entrada del amplificador son troceados, amplificados en c.a. 1000 veces por un amplificador sin deriva, demodulados y aplicados a la entrada no inversora de un amplificador diferencial de banda ancha. El componente de alta frecuencia de la señal se aplica a través de un condensador a la entrada inversora. Puesto que ambas entradas están acopladas en c.a. al amplificador de banda ancha, su corriente de polarización está aislada de los terminales de entrada y la tensión offset del amplificador de banda ancha es extremadamente pequeña en comparación con la señal de entrada amplificada 1000 veces. Por consiguiente, cualquier variación de la tensión offset tiene un efecto despreciable en la señal de salida.

VENTAJAS TIPICAS

Pese a que los amplificadores operacionales estabilizados mediante chopper resultan por lo general más caros y de dimensiones mayores, poseen varias ventajas comparados con los tipos no estabilizados análogos. Estas ventajas pueden resumirse en los cinco puntos siguientes:

- elevada estabilidad de corriente y tensión cuando se amplifican señales de bajo nivel.
- inmunidad a los efectos de sobrecalentamiento y transitorios térmicos.

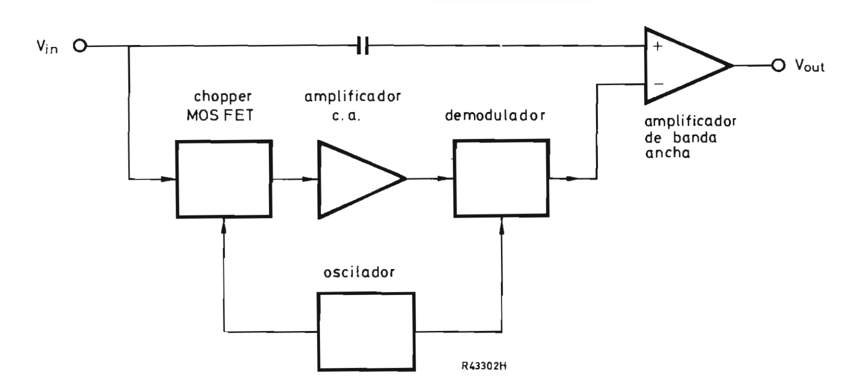


Figura 2. Esquema de bloques del CSA70

RESUMEN DE DATOS DEL CSA70

Datos mecánicos

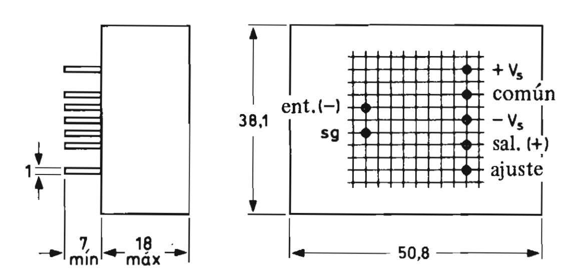


Figura 3. Datos mecánicos
Situación de los terminales en rejilla de 0,1 pulgadas (parte inferior)
Todas las dimensiones en mm.

Datos eléctricos

Margen de temperatura ambiente	
de funcionamiento	0 a + 60 °C
de almacenamiento	– 40 a + 85 °C
Alimentación de potencia	
tensión nominal	± 15 V ± 3%
margen de tensión nominal	± 12 a ± 18 V
Ganancia en lazo abierto (R_L = 2 kΩ)	10^7 mín.
Tiempo de recuperación de sobrecarga	3 s típ., 5 s máx.

La figura 5 representa un método que reduce bastante este tiempo

Datos de entrada

	típicos	*máximos*
Tensión inicial de offset (ajustable a cero; véase fig. 6)		+ 10 μV
Deriva de la tensión media de offset en función de la temperatura		0,1 μV/°C
Deriva de la tensión media de offset en función de la tensión de alimentación		0,1 μV/%
Deriva de la tensión media de offset en función del tiempo	1 μV/mes	
Corriente de polarización		± 70 pA
Deriva de la corriente media de polarización en función de la temperatura		0,7 pA/°C
Deriva de la corriente media de polarización en función de la tensión de alim.	0,4 pA/%	
Deriva de la corriente media de polarización en función del tiempo	10 pA/mes	
Tensión de ruido		
0,01 Hz a 1 Hz	0,7 μV p.p.	
10 Hz a 5 kHz	2,5 μV ef.	
Corriente de ruido		
0,01 Hz a 1 Hz	5 pA p.p.	
Resistencia de entrada (mín.)	200 kΩ	

Datos de salida (R_L = 2 kΩ)

Tensión de salida (mín.) . . . . ± 10 V

Montaje

Para minimizar interferencias, el módulo CSA70 se ha de conectar como se representa en la figura 4.

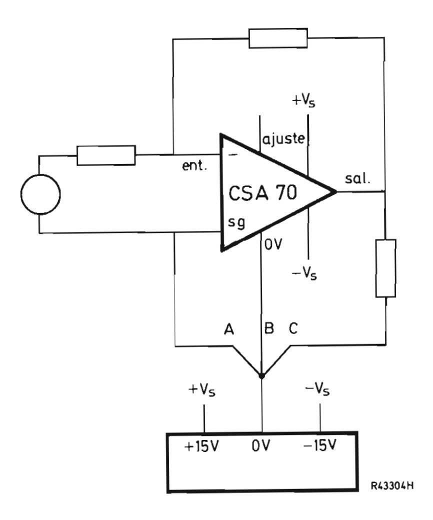


Figura 4. Montaje. Los terminales A, B y C han de ser lo más cortos posible. Esto se refiere muy especialmente al terminal A

- estabilidad y precisión a largo plazo.
- no necesidad de ajustes periódicos.
- en algunos casos, no necesitan ajustes iniciales.

Los dos últimos puntos requieren cierta explicación. Se refieren a aplicaciones en las que podría emplearse un amplificador no estabilizado más económico, pero resulta preferible el tipo estabilizado más caro por los siguientes motivos. La tensión offset inicial, realmente muy baja, y la corriente de entrada del amplificador operacional estabilizado mediante chopper hacen innecesaria la puesta a cero inicial; esto comporta una reducción de espacio, de componentes, de tiempo de producción y de costes de diseño y, puesto que el amplificador puede ser sustituido sin ajuste especial, simplifica el mantenimiento. Por otra parte, dado que los amplificadores operacionales estabilizados mediante chopper incorporan compensadores automáticos de deriva, la necesidad de un ajuste periódico queda eliminada, hecho que resulta de gran interés en sistemas complicados o en sistemas en los cuales el amplificador no es de fácil acceso.

PROTECCION DE ENTRADA/SALIDA

El CSA70 está diseñado de tal modo que cualquier tensión entre + 20 V y −20 V puede ser aplicada directamente a la entrada del amplificador. La etapa de salida del CSA70 está limitada en corriente para prevenir daños si el terminal de salida se conectara a la línea de alimentación o a masa.

COMPORTAMIENTO EN SOBRECARGA

Debido a que los amplificadores estabilizados por chopper constan de dos canales de amplificación, uno rápido y el otro lento, el comportamiento frente a sobrecargas difiere del propio de los amplificadores no estabilizados. Si el canal del chopper se sobrecarga debido a una gran tensión de error en la unión sumadora, se puede necesitar una recuperación de hasta cinco segundos; este tiempo se puede reducir bastante utilizando el circuito representado en la figura 5.

AJUSTE DE LA TENSION DE OFFSET

Si la baja tensión de offset del CSA70 no se puede tolerar, es posible anularla por medio del circuito representado en la figura 6. Es esencial aplicar realimentación al CSA70 cuando se utiliza este método. Los valores preferibles de los componentes se indican en el esquema.

COMPENSACION DE LA CORRIENTE DE POLARIZACION

La corriente de entrada del CSA70 puede ser reducida a cero por medio del circuito representado en la figura 7.

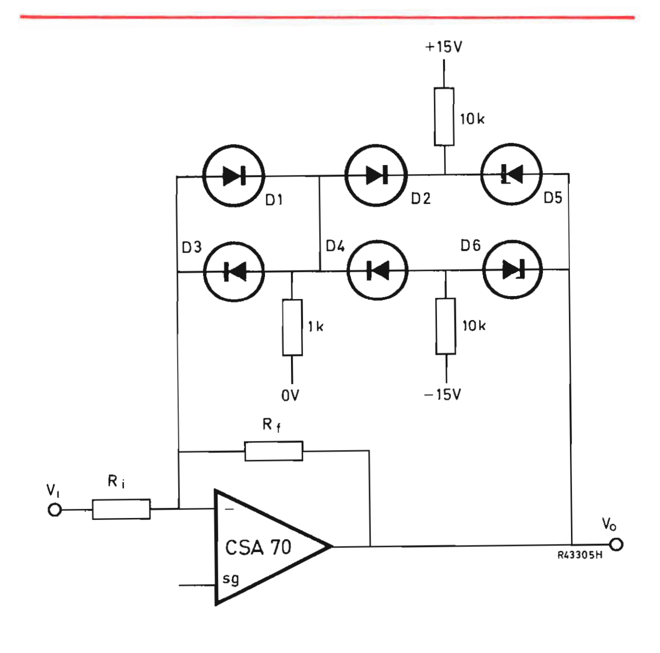


Figura 5. Reducción del tiempo de recuperación de sobrecarga
*D*1 a *D*4 = BAW62
*D*5, *D*6 = BZX79/C10
Los resistores son de carbón y 1/8 W, ± 5%

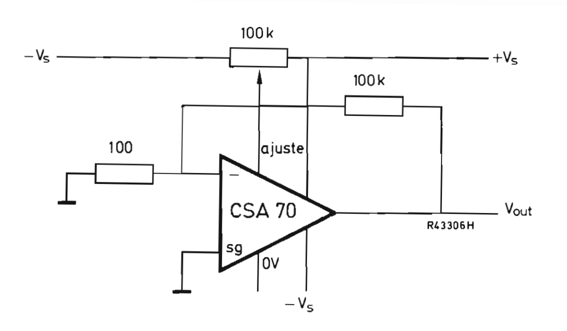


Figura 6. Ajuste de la tensión de offset

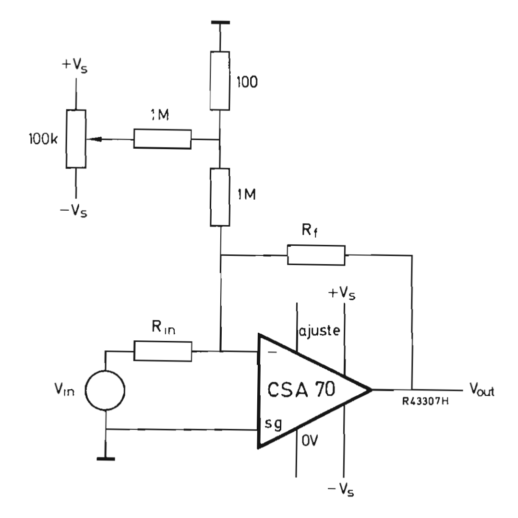


Figura 7. Compensación de la corriente de polarización. Durante el ajuste, V_{in} debe ser igual a cero, es decir, R_{in} se ha de conectar a masa

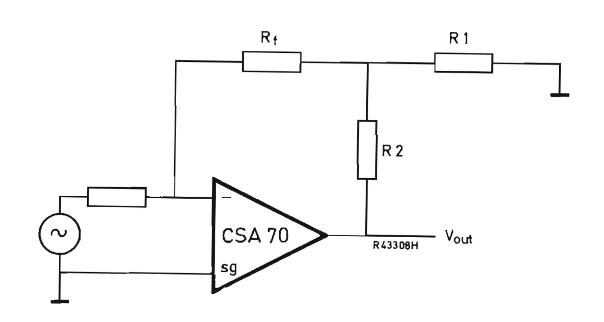


Figura 8. Divisor de tensión de realimentación

ELIMINACION DE LA NECESIDAD DE RESISTORES DE REALIMENTACION DE VALOR ELEVADO

Si el CSA70 se utiliza para amplificar señales de entrada de nivel muy bajo, el valor del resistor necesario para la realimentación puede ser de hasta 1000 MΩ. Los resistores de valor elevado y gran estabilidad son muy caros, pero se pueden eliminar si se utiliza el circuito representado en la figura 8 en el cual los valores de la resistencia de alimentación vienen dados por:

$$R_{f\ eff} = R_f \times \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

que, si $R2$ es mucho mayor que $R1$, se reduce a

$$R_{f\ eff} = R_f \frac{R_1}{R_2}\ .$$

APLICACIONES

El campo de aplicación específica para el CSA70 abarca las aplicaciones en instrumentación, control y aparatos computadores.

Instrumentación

registros
instrumentos de medida de c.c.
voltímetros digitales
exploradores
equipos de medida para componentes electrónicos
amplificadores bio-médicos
unidades de referencia para tensión normalizada
generadores de barrido de largo período

Control

amplificadores transductores para medida de temperatura
extensímetros, nivel de pH, etc.
simuladores de proceso
unidades de muestreo y de mantenimiento
amplificadores logarítmicos
convertidores de corriente a tensión
amplificadores de carga
controladores proporcionales, de integración y diferenciales

Computadores

computadores analógicos (para operaciones matemáticas)
unidades periféricas de computadores

Amplificador de termopar

La gran estabilidad en tensión del CSA70 cuando maneja señales de tensión de bajo nivel resulta de gran utilidad en el amplificador de termopar cuyo circuito se representa en la figura 9. El circuito puede medir la amplitud de señales de entrada del orden microvoltio procedentes de una fuente de baja impedancia.

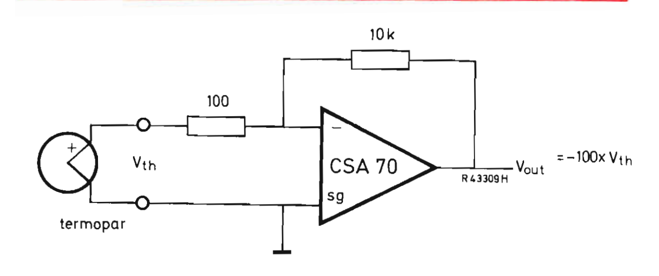
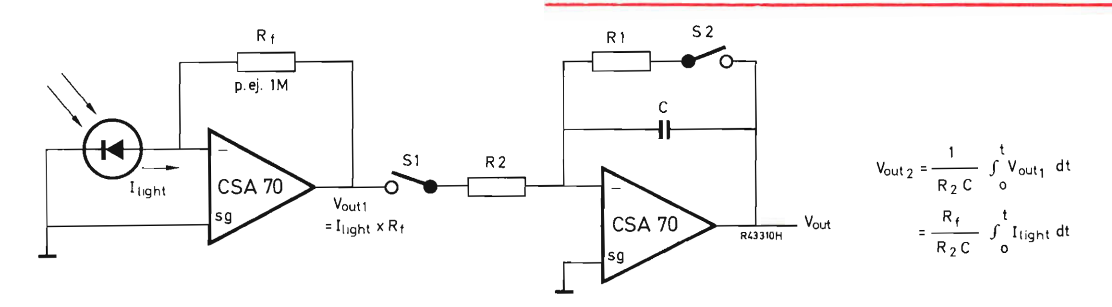


Figura 9. Amplificador de termopar

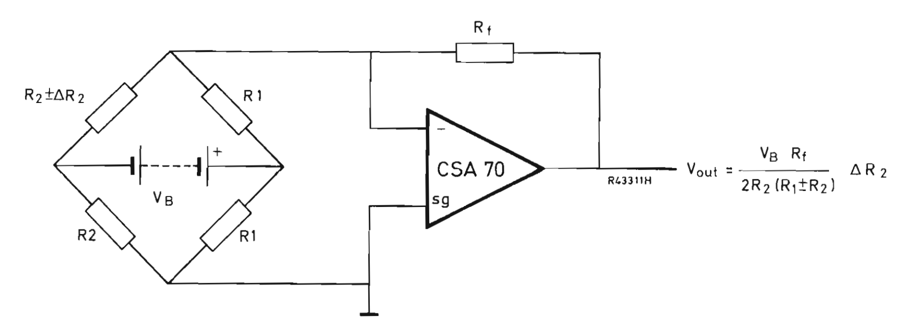
Amplificador de fotodiodo o célula fotoeléctrica

La gran estabilidad del CSA70 cuando se convierten señales de entrada de corriente de bajo nivel en salida de tensión es aprovechada en el circuito que se representa en la figura 10. Este amplificador presenta la gran ventaja de que la tensión a través del dispositivo de entrada es siempre igual a cero. El circuito se puede ampliar para medir toda la energía luminosa (por ejemplo, de lámparas de destello) integrando la salida del amplificador



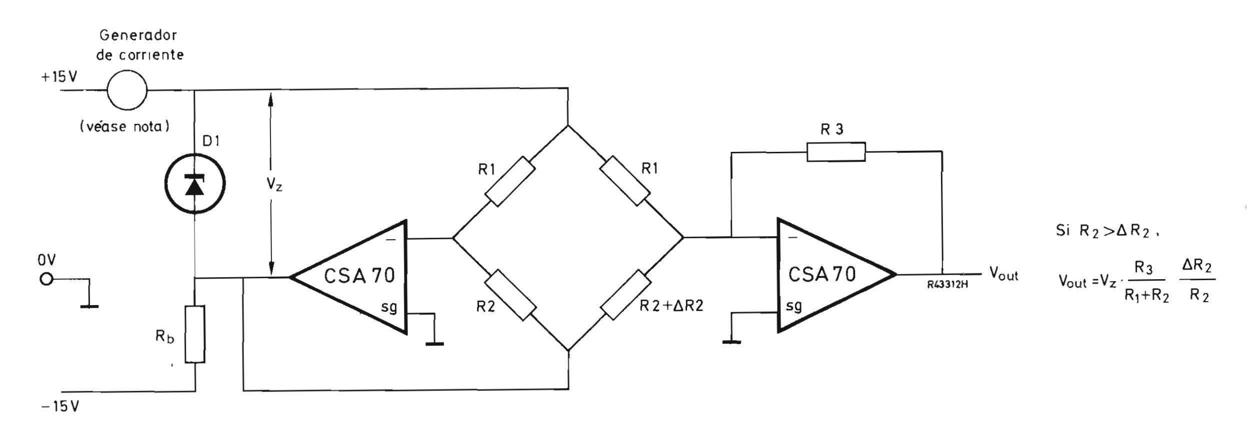
$$V_{out\,2} = \frac{1}{R_2 C}\int_0^t V_{out_1}\,dt = \frac{R_f}{R_2 C}\int_0^t I_{light}\,dt$$

Figura 10. Amplificador de fotodiodo o célula fotoeléctrica



$$V_{out} = \frac{V_B\ R_f}{2R_2\,(R_1 \pm R_2)}\ \Delta R_2$$

Figura 11. Amplificador puente para medida de temperatura



Si $R_2 > \Delta R_2$,

$$V_{out} = V_z \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_2} \cdot \frac{\Delta R_2}{R_2}$$

Figura 12. Amplificador puente para medida de deformación

Valores típicos: $R1 = 10\ k\Omega$, $R2 = 100\ \Omega$, $R3 = 10\ k\Omega$. El valor de R_b y la corriente del diodo regulador de tensión dependen del tipo de diodo utilizado para D1.

Nota: El generador de corriente puede ser un resistor o un transistor en montaje de emisor común.

con un segundo CSA70 conectado como se representa en la parte derecha del esquema. La integración se inicia cerrando el conmutador *S*1 y abriendo el conmutador *S*2

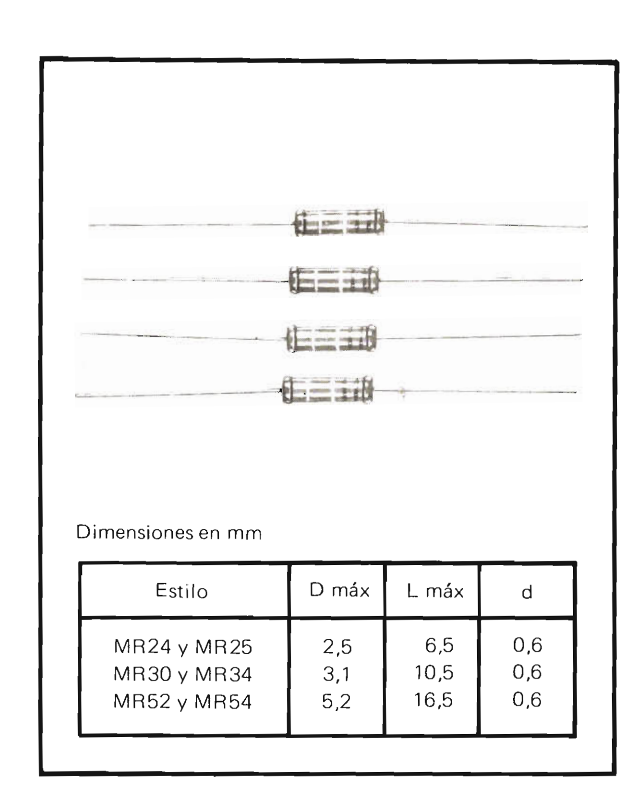
Amplificador puente para medida de temperatura

La inmunidad del CSA70 a los efectos de calentamiento o de transitorios térmicos hace que el circuito representado en la figura 11 sea ideal para las medidas de temperatura junto con un resistor dependiente de la temperatura ($R2 \pm \Delta R2$).

Amplificador puente estabilizado para medida de deformación

Todas las ventajas inherentes al CSA70 se utilizan plenamente en el circuito representado en la figura 12. Este circuito está proyectado para ser usado junto con extensímetros o medidores de deformación cuyo coeficiente es positivo ($R2 + \Delta R2$). Una característica importante del circuito consiste en que la variación de las características de los componentes, incluido el diodo regulador de tensión, no influye en el punto cero del puente.

RESISTORES DE PELICULA METALICA



Dimensiones en mm

Estilo	D máx	L máx	d
MR24 y MR25	2,5	6,5	0,6
MR30 y MR34	3,1	10,5	0,6
MR52 y MR54	5,2	16,5	0,6

Los resistores de película metálica adquieren cada día mayor interés. Y no sin razón, ya que estos resistores, que aparentemente difieren poco de los de película de carbón, muestran características especialmente favorables en lo que se refiere a estabilidad, exactitud y fiabilidad.

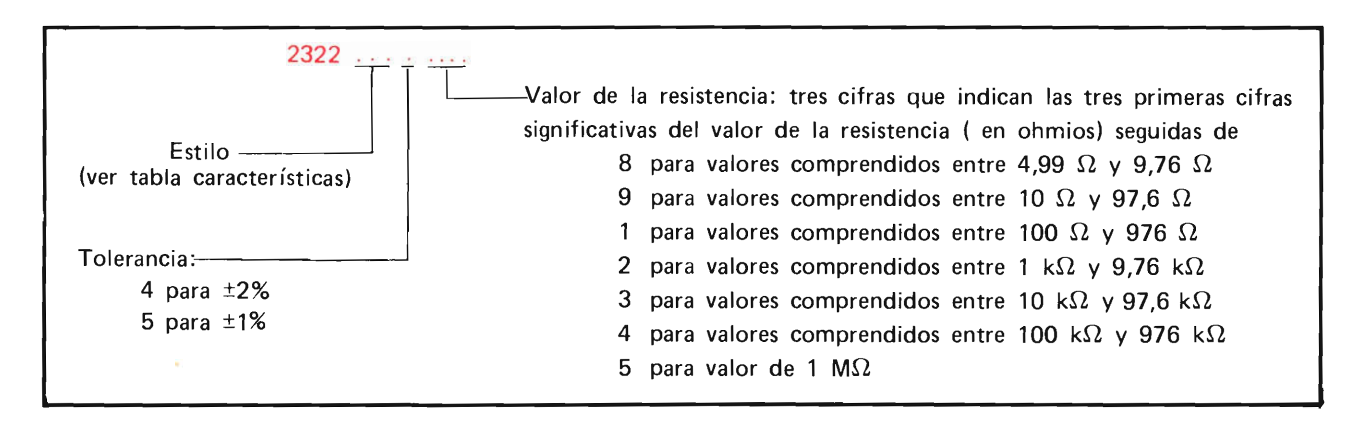
Aunque el proceso de fabricación es complejo y consta de una serie de severos controles de calidad, el precio de los resistores de película metálica es notablemente bajo v es comparable al de los resistores de carbón de buena calidad.

Este es uno de los motivos por los cuales el campo de aplicación de los resistores metálicos no está limitado al equipo en el que, por el gran número de componentes empleados, cada componente debe satisfacer ciertas condiciones si el sistema ha de ofrecer una fiabilidad total aceptable. Gracias a sus características de estabilidad y exactitud, los resistores de película metálica resultan también especialmente indicados para equipos de telecomunicación y de medida.

CARACTERÍSTICAS

Estilo	Margen de resistencia	Toler. (±%)	Serie	Tensión límite (V)	Disip. típica T_{amb} =70 °C (W)	Coefic. de temp. (10^{-6} °C)	Número de catálogo 2 322 seguido de
MR24	49,9 Ω a 301 kΩ	1	E96	250	0,4	50	161 5 ...
MR25	4,99 Ω a 301 kΩ	1	E96	250	0,4	100	151 5 ...
MR25	5,1 Ω a 300 kΩ	2	E24	250	0,4	100	151 4 ...
MR30	4,99 Ω a 681 kΩ	1	E96	350	0,5	100	152 5 ...
MR30	5,1 Ω a 680 kΩ	2	E24	350	0,5	100	152 4 ...
MR34	49,9 Ω a 681 kΩ	1	E96	350	0,5	50	164 5 ...
MR52	4,99 Ω a 1 MΩ	1	E96	500	0,75	100	153 5 ...
MR52	5,1 Ω a 1 MΩ	2	E24	500	0,75	100	153 4 ...
MR54	49,9 Ω a 1 MΩ	1	E96	500	0,75	50	167 5 ...

FORMACIÓN DEL NÚMERO DE CATÁLOGO



GUIA DE SUSTITUCION DE DIODOS DE SEÑAL

Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución
AA111	AA119	BA143U	(BA182)	BAY20	(BAX16)	BY177	(BY127)	G498	(AAZ17)
AA112	(AA119)	BA143V	(BA182)	BAY21	(BA145)	BY178	(BY127)	G498-1	(AAZ17)
AA113	(AA119)	BA145	BA145	BAY23	(BYX10)	BY179	BY179	G580	AAZ18
AA114	AA119	BA147/50	(BAX13)	BAY24	(BYX10)	BY184	BY184	G1204	BYX38/1200
AA116	OA90	BA147/150	(BAX16)	BAY25	(BYX10)	BY185	BY185	G1206	BYX38/1200
AA117	OA95	BA147/230	(BAX17)	BAY32	BAX16	BY188	BY188	G6004	BYX38/600
AA118	OA91	BA147/300	(BA145)	BAY33	BAX16	BYX10	BYX10	G6006	BYX38/600
AA119	AA119	BA148	BA148	BAY38	BAW62	BYX28	BYX28	ITT600	(BAW62)
AA121	(OA90)	BA149	(BB105G)	BAY39	BAX12	BYX29	BYX29	ITT601	1N4150
AA123	(OA90)	BA150	(BA102)	BAY41	(BAV10)	BYX32	BYX32	ITT700	(1N4150)
AA130	OA90	BA152	(BA182)	BAY42	(BAV10)	BYX36/150	BYX36/150	ITT777	(1N4150)
AA131	AA119	BA161	(BB105A)	BAY43	(BAX12)	BYX36/300	BYX36/300	M0	(BAX12)
AA132	OA91	BA162	(BB105G)	BAY44	(BAX16)	BYX36/600	BYX36/600	M12	(BAX12)
AA133	(OA91)	BA163	(BB113)	BAY45	(BAX16)	BYX38/120	BYX38/1200	M14	(BAX12)
AA134	(OA91)	BA165	BA182)	BAY46	(BA145)	BYX38/300	BYX38/300	M22	(BA148)
AA135	(AAZ17)	BA173	(BA145)	BAY60	1N4154	BYX38/600	BYX38/600	M24	(BA148)
AA136	AAZ17	BA174	(BA182)	BAY63	(BAV10)	BYX38/900	BYX38/900	M34	(BA148)
AA137	AA119	BA175	(BAV10)	BAY66	(BAY96)	BYX60/200	(BAX15)	M42	(BYX10)
AA138	(OA91)	BA176	OA91	BAY67	(BAV10)	BYX60/400	(BA145	M44	(BYX10)
AA139	AAZ18	BA177	(BA182)	BAY68	(BAV10)	BYY15	BYX52/900	M54	(BYX10)
AA140	(OA90)	BA182	BA182	BAY69	(BAV10)	BYY16	BYX52/900R	M62	(BYX10)
AA142	(AA119)	BA184	(BA145)	BAY71	(BAW62)	BYY31	(BY127)	M64	(BYX10)
AA143	AA119	BA185	(BA145)	BAY72	(BAV69)	BYY32	(BY127)	M82	(BYX10)
AA144	(AAZ15)	BA186	(BA145)	BAY73	(BAV69)	BYY33	(BY127)	M84	(BYX10)
AAY13	(AAZ17)	BA187	1N4151	BAY74	(BAW62)	BYY34	(BY127)	M102	(BYX10)
AAY21	(OA90)	BA188	(BAX18)	BAY77	(BAV10)	BYY35	(BY127)	M104	(BYX10)
AAY27	(AAZ17)	BA189	(BAX16)	BAY82	(BAX13)	BYY36	(BY127)	MO50	(BAX12)
AAY28	(AAZ15)	BA190	(BAX17)	BAY86	(BAX18)	BYY37	(BY127)	MO51	(BAX12)
AAY30	(AAZ17)	BA195	(BAX17)	BAY87	(BAX12)	BYY77	BYX52/1200	MR21	(BA145)
AAY32	(AAZ17)	BA209	(BAW62)	BAY88	(BA145)	BYY78	BYX52/1200R	MR31	(BA145)
AAY33	(AAZ18)	BA211	(BAX13)	BAY89	(BYX10)	BYY88	(BY127)	MR41	(BYX10)
AAY41	(AAZ17)	BA214	(BAX13)	BAY90	(BYX10)	BYY89	(BY127)	OA5	BAV10
AAY47	(OA91)	BA243	(BA182)	BAY91	(BYX10)	BYY90	(BY127)	OA7	BAV10
AAY49	(AAZ17)	BA244	(BA182)	BAY92	(BYX10)	BYY91	(BY127)	OA9	BAV10
AAY53	(OA90)	BAV10	BAV10	BAY93	(BAV10)	BYY92	(BY127)	OA47	(AAZ18)
AAY54	(OA90)	BAV17	(BAX18)	BAY94	(BAV10)	BYZ10	BYX38/1200	OA70	OA90
AAY55	(OA90)	BAV18	BAX18	BAY95	(BAV10)	BYZ11	BYX38/900	OA72	AA119
AAZ10	(OA91)	BAV19	(BAX16)	BAY96	BAY96	BYZ12	BYX38/600	OA73	AA119
AAZ12	(BAX12)	BAV20	(BAX16)	BAY98	(BAX16)	BYZ13	BYX38/300	OA79	AA119
AAZ13	(AAZ18)	BAV21	(BA148)	BAY99	(BAX12)	BYZ14	BYX52/600	OA81	OA91
AAZ15	AAZ15	BAW24	(BAV10)	BB100	(BB105G)	BYZ15	BYX52/600R	OA85	OA95
AAZ17	AAZ17	BAW25	(BAV10)	BB100G	(BB105G)	BYZ16	BYX38/1200R	OA86	(OA91)
AAZ18	AAZ18	BAW26	(BAV10)	BB103	(BB110G)	BYZ17	BYX38/900R	OA87	OA95
B60C1000	(BY164)	BAW27	(BAV10)	BB104BL	BB104B	BYZ18	BYX38/600R	OA90	OA90
B280C1000	(BY179)	BAW33	(BAX12)	BB104GN	BB104G	BYZ19	BYX38/300R	OA91	OA91
BA100	BAX16	BAW56	BAW56	BB105A	BB105A	C1780	BY127	OA92	OA95
BA101	(BA102)	BAW57	(BAX12)	BB105B	BB105B	E11	(BY127)	OA95	OA95
BA102	BA102	BAW57N	(BAX12)	BB105G	BB105G	E21	(BY127)	OA127	AAZ18
BA103	(AAZ18)	BAW62	BAW62	BB106	BB106	E41	(BY127)	OA128	(AAZ17)
BA104	(BAX16)	BAX12	BAX12	BB110	BB110	E61	(BY127)	OA129	(AAZ17)
BA105	(BA145)	BAX13	BAX13	BB110SW	BB110SW	E81	(BY127)	OA130	(AAZ15)
BA108	(BAX18)	BAX15	BAX15	BB121	(BB106)	E101	(BY127)	OA131	(BAX15)
BA110	(BB105G)	BAX16	BAX16	BB122	(BB106)	EM513	(BY127)	OA132	(BA145
BA110G	(BB105G)	BAX17	BAX17	BO580	BY127	F42	(BY127)	OA150	OA91
BA111	(BA102)	BAX18	BAX18	BY100	(BY127)	F82	(BY127)	OA159	AA119
BA119	(BA102)	BAX20	(BAV10)	BY103	(BY127)	FB050	(BY164)	OA160	OA90
BA120	(BB105G)	BAX21	(BAV10)	BY118	BYX71	FD100	(BAX13)	OA161	(OA91)
BA121	(BB106)	BAX22	(BAX16)	BY122	(BY164)	FD111	(BAX13)	OA172	AA119
BA124	(BA102BL)	BAX25	(BAX13)	BY123	(BY179)	FD600	(BAV10)	OA174	OA91
BA125	(BA102JW)	BAX26	(BAX13)	BY127	BY127	FD700	(BAX13)	OA180	(AAZ17)
BA127	(BAX13)	BAX27	(BAV10)	BY133	(BY127)	FD777	(BAX13)	OA182	(AAZ15)
BA128	(BAX16)	BAX28	(3 × BAX13)	BY134	(BY127)	FD6666	(BAV10)	OA200	BAX16
BA129	(BA148)	BAX30	(3 × BAX13)	BY135	(BY127)	FDH600	(BAV10)	OA202	BAX16
BA130	(BAX13)	BAX78	BAV10	BY140	BY176	FDH666	(BAX13)	OA210	(BY127)
BA136	BA182	BAY14	(BYX10)	BY144	(BY176)	FDH694	(BAX13)	OA214	(BY127)
BA137	(BAX16)	BAY15	(BYX10)	BY145	(BY185	FDN600	(BAW56)	SFD21	(OA90)
BA139	(BB105A)	BAY16	(BYX10)	BY151N	(BY127)	FDN666	(BAW56)	SFD43	(BAW56)
BA140	(BB105G)	BAY17	(BAV10)	BY152N	(BY127)	FDR300	(BYX10)	SFD83	(BAW56)
BA141	(BB105A)	BAY18	(BAV10)	BY164	BY164	FDR600	(BAV10)	SFD84	(BAW62)
BA142	(BB105G)	BAY19	(BAX16)	BY176	BY176	FDR700	(BAX13)	SFD86	BAX16

GUIA DE SUSTITUCION DE DIODOS DE SEÑAL (CONTINUACION)

Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución
SFD89	BAX17	1N3893	BYX30/400
SFD037	(AA119)	1N4001	(BY127)
SFD108	OA91	1N4002	(BY127)
SFD122	AAZ18	1N4003	(BY127)
SFD143	BAW62	1N4004	(BY127)
SFD180	(BAV10)	1N4005	(BY127)
SFD181	(BAX16)	1N4006	(BY127)
SFD183	(BAW62)	1N4007	(BY127)
SFD184	(BAW62)	1N4148	1N4148
TIV306	(BB105)	1N4149	1N4148
TIV307	(BB105)	1N4150	1N4150
TIV308	(BB105)	1N4151	1N4151
0100	(BAX12)	1N4152	(BAV10)
0307	(BY127)	1N4153	(BAV10)
0317	(BY127)	1N4154	1N4154
0327	(BY127)	1N4244	(BA182)
0500	(BAX18)	1N4376	(BAX13)
0501	(BAX16)	1N4383	(BY127)
0502	(BA145)	1N4385	BY127
0504	(BYX10)	1N4446	1N4446
0507	(BYX10)	1N4447	1N4446
1N34	OA91	1N4448	1N4448
1N48	OA91	1N4449	1N4448
1N54A	OA91	1N4450	(BAV10)
1N60	AA119	1N4454	(1N914)
1N64	AA119	1N4531	(BAW56)
1N65	OA95	1N4532	(BAW56)
1N70	OA95	1N4585	BY127
1N87A	AA119	1N4606	(BAV10)
1N198	OA91	1N4607	(BAV10)
1N424A	(BAX16)	1N4610	(BAV10)
1N456	(BAW62)	1N4727	(BAV10)
1N459	(BAX17)	1N4940	(BAX12)
1N485B	(BAX17)	1N5220	(BAX13)
1N537	(BY127)	1N5282	(BAV10)
1N541	AA119	1N5317	(BAV10)
1N643	(BAX16)	1N5318	(BAV10)
1N649	(BYX10)	1N5319	(BAV10)
1N658	(BAX16)	1N5427	(BAX13)
1N659	BAX16	1N5428	(BAX17)
1N660	BAX16	1N5429	(BAX16)
IN661	(BAX16)	1N5430	(BAX12)
1N662	BAX16	1N5431	(BAV10)
1N663	BAX16	1N5432	(BAX13)
1N914	1N914	1S920	(BA148)
1N914A	1N914A	1S921	(BA148)
1N914B	1N914B	1S922	(BA148)
1N915	BAW62	1S923	BA148)
1N916	1N916	15P2	(BAV10)
1N916A	1N916A	16P2	(BAV10)
1N916B	1N916B	18J2F	(BY127)
1N917	BAW62	18P2	(BAV10)
1N2069	(BYX36/600)	19P2	(BAV10)
1N2070	(BY127)	40PJ	(OA90)
1N2071	(BY127)	547J2F	(BY127)
1N3062	BAW62	66J2	(BY127)
1N3063	BAW62	85P1	(OA95)
1N3064	BAX16		
1N3070	(BAX16)		
1N3282	(BYX10)		
1N3283	(BYX10)		
1N3592	AAZ18		
1N3595	(BAX15)		
1N3600	(BAX12)		
1N3754	(BY127)		
1N3880	BYX50/200		
1N3881	BYX50/200		
1N3883	BYX50/400		
1N3890	BYX30/200		
1N3891	BYX30/200		



J. ALIAGA ARQUE

EL VOLTIMETRO ELECTRONICO
Col. Manuales para el radiotécnico (n.º 5)
Ediciones Cedel, Apartado 5362, Barcelona.
Un volumen de 380 págs. (24 x 17 cm). 1972.

Este manual constituye un completo estudio sobre los fundamentos y aplicaciones de los voltímetros electrónicos y será de gran utilidad para cuantos utilicen o tengan que utilizar dicho instrumento de medida. Constituye una verdadera guía sobre el funcionamiento, ajuste y manejo de esta clase de aparatos, así como sobre sus posibilidades de utilización y el modo de conseguir los mejores resultados. Se describen varios modelos típicos, tanto con válvulas como transistorizados. Proporciona también información muy interesante sobre una serie de aplicaciones especiales que permiten ampliar considerablemente su campo de aplicación.

La exposición del tema se divide en ocho capítulos:
1. Fundamentos del voltímetro electrónico
2. Voltímetros a válvula típicos



M. MANDL

CIRCUITOS ELECTRONICOS DE CONMUTACION
Marcombo, S.A., Av. José Antonio 594, Barcelona-7.
Un volumen de 254 págs. (21 x 13 cm). 1972.

Obra destinada al estudio de los fundamentos de los circuitos electrónicos de conmutación para sistemas tanto combinacionales como secuenciales. Se destacan las características electrónicas relacionadas con el diseño de circuitos lógicos, la conmutación orientada al control industrial y otros campos de aplicación relacionados con los anteriores.

Resumen del índice:
1. Circuitos lógicos
2. Conmutadores lógicos de estado sólido
3. Conmutación lógica de varios niveles
4. Principios de álgebra de Boole
5. Números, sumadores y códigos
6. Transformación de expresiones booleanas (circuitos combinadores)



E. P. PILS

PRACTICA DE LAS ANTENAS DE TELEVISION EN UHF
Paraninfo, Magallanes 21, Madrid-15.
Un volumen de 114 págs. (21 x 15 cm). 1972.

La televisión en el margen de frecuencias UHF plantea una serie de problemas a la técnica de recepción de TV, puesto que las ondas decimétricas presentan características específicas que difieren de las propias de las ondas métricas (VHF). En este sentido, la instalación de antenas para UHF o la habilitación de las instalaciones ya existentes constituye uno de los aspectos básicos para conseguir una buena recepción y funcionamiento del aparato de televisión.

La obra que comentamos aborda el estudio de esta cuestión en un estilo claro y asequible, dentro de un contexto técnico insuperable y pródigo en tablas y figuras de gran utilidad práctica.

3. Voltímetros a transistores
4. Voltímetros electrónicos para usos especiales
5. Ajuste, manejo, mantenimiento, pruebas y modificaciones
6. Usos especiales y ampliación de medidas
7. Pruebas y medidas de componentes
8. Pruebas y medidas dinámicas (circuitos).

Abundante ilustración, fotografías, esquemas, tablas y gráficos, ayudan a la rápida y mejor comprensión del texto, ya de por sí fácil y asequible. De esta forma en este volumen se compendia toda la información necesaria para el conocimiento, adquisición, manejo y valorización del voltímetro electrónico en todos los campos de su actuación.

---

7. Simplificación con diagramas de varias variables
8. Flip-flop, sumadores paralelo y elementos de almacenamiento
9. Circuitos secuenciales (introducción)
10. Circuitos secuenciales (síntesis).

Al final de cada uno de los capítulos se incluye una serie de problemas y preguntas, a fin de que el lector pueda comprobar en qué grado ha asimilado el tema tratado en el capítulo correspondiente. Se incluyen numerosos ejemplos para facilitar la comprensión de los métodos que se explican, así como abundantes figuras y cuadros que ayudan a una clara interpretación y asimilación de lo expuesto.

Suponemos que esta obra suscitará un gran interés y será muy útil para los estudiantes y técnicos dedicados a la lógica aplicada, pues expone con claridad y precisión los conceptos básicos de los fundamentos, análisis, simplificación y diseño de circuitos lógicos.

La enumeración de los títulos de los capítulos dará una clara idea del contenido de este libro, verdadera guía para el proyecto e instalación de antenas de recepción para UHF:

1. UHF un nuevo margen de ondas
2. Amplificación de las características de las ondas decimétricas
3. Técnicas de las emisoras de UHF y sus antenas
4. Planificación de la transmisión
5. Técnicas de recepción
6. Antenas
7. Líneas de alimentación de antenas
8. Accesorios de instalaciones de antenas
9. Adaptación de las instalaciones de VHF
10. Antenas colectivas.

Cierran la obra una bibliografía sobre el tema y un índice alfabético de materias, muy útil para la rápida consulta de los temas tratados.

TIRISTORES

		Media onda	Puente	Puente trifásico	Antiparalelo
CIRCUITO					
FORMAS DE ONDA					
Tensión transformador, valor eficaz $V_{tr\ RMS} = V_{O\ AV}$	X	2,22	1,11	0,428	
Tensión de salida, valor medio $V_{O\ AV} = V_{tr\ RMS}$	X	0,45	0,90	2,34	
Tensión de salida, valor eficaz $V_{O\ RMS} = V_{O\ AV}$	X	1,57	1,11	1,00	$V_{O\ M} =$
Tensión de salida, valor de cresta $V_{O\ M} = V_{O\ RMS}$	X	2,00	1,41	1,05	$V_{O\ RMS}$ X 1,41
$V_{O\ M} = V_{O\ AV}$	X	3,14	1,57	1,05	
Tensión inversa de trabajo, valor de cresta $V_{RWM} = V_{O\ AV}$	X	3,14	1,57	1,05	$V_{RWM} : V_{tr\ M}$
Ondulación $w = V_{w\ RMS} : V_{O\ AV}$	=	121 %	48 %	4,2 %	$\leqq 1$
Corriente de tiristor, valor medio $I_{T\ AV} = I_{O\ AV}$	X	1	0,5	0,33	
Corriente de tiristor, valor eficaz $I_{T\ RMS} = I_{O\ AV}$	X	1,57	0,785	0,577	
Corriente de tiristor, valor de cresta $I_{T\ M} = I_{O\ RMS} : I_{O\ AV}$	X	3,14	1,57	1,05	
Factores de forma $F_O = I_{O\ RMS} : I_{O\ AV}$	=	1,57	1,11	1	
$F_T = I_{T\ RMS} : I_{T\ AV}$	=	1,57	1,57	1,73	
Corriente de salida, valor eficaz $I_{O\ RMS} = I_{T\ AV}$	X	1,57	2,22	3	$I_{O\ RMS} =$ $I_{T\ AV}$ X 2,22

Todos los datos se refieren a control total.

TRIODOS PARA CALENTAMIENTO INDUSTRIAL POR ALTA FRECUENCIA

La industria de calentamiento por alta frecuencia utilizó al principio válvulas emisoras destinadas a telecomunicación. Sin embargo, las condiciones de trabajo son distintas en estas dos aplicaciones, como pone de manifiesto la siguiente tabla.

	telecomunicación	calentamiento alta frecuencia
alimentación	regulada	no necesita filtro ni regulación
carga	constante y adaptada	esencialmente variable
ganancia en potencia	la mayor posible	puede ser pequeña (oscilador)
ancho de banda	grande	inexistente (frecuencia única)
distorsión	la menor posible	no tiene importancia
vibraciones y choques		pueden ser importantes

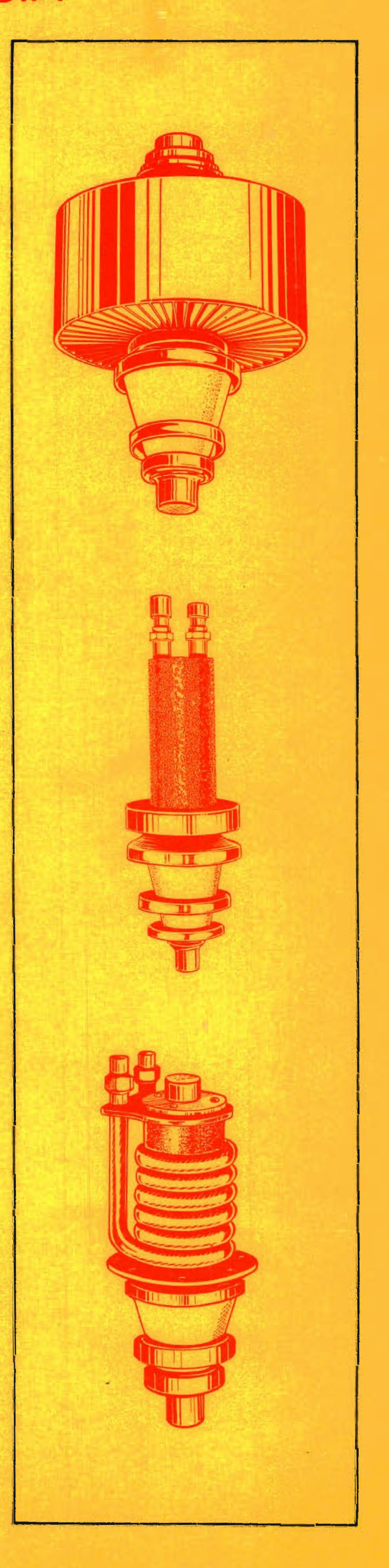
Debido a estas diferencias de trabajo, las válvulas para calentamiento industrial por alta frecuencia se caracterizan por:

- robustez de los electrodos
- robustez de la ampolla (construcción metal-cerámica)
- adaptación a variaciones de carga
- seguridad de condiciones de trabajo
- adaptación al montaje: construcción coaxial
- funcionamiento a frecuencias elevadas
- distintas posibilidades de refrigeración (véase tabla)

Nuestra gama de triodos para calentamiento industrial por alta frecuencia se ha visto recientemente ampliada con la introducción de cuatro nuevos tipos: YD1185, YD1187, YD1195 e YD1197. La tabla adjunta muestra los tipos disponibles de acuerdo con la potencia de salida típica y el sistema de refrigeración empleado.

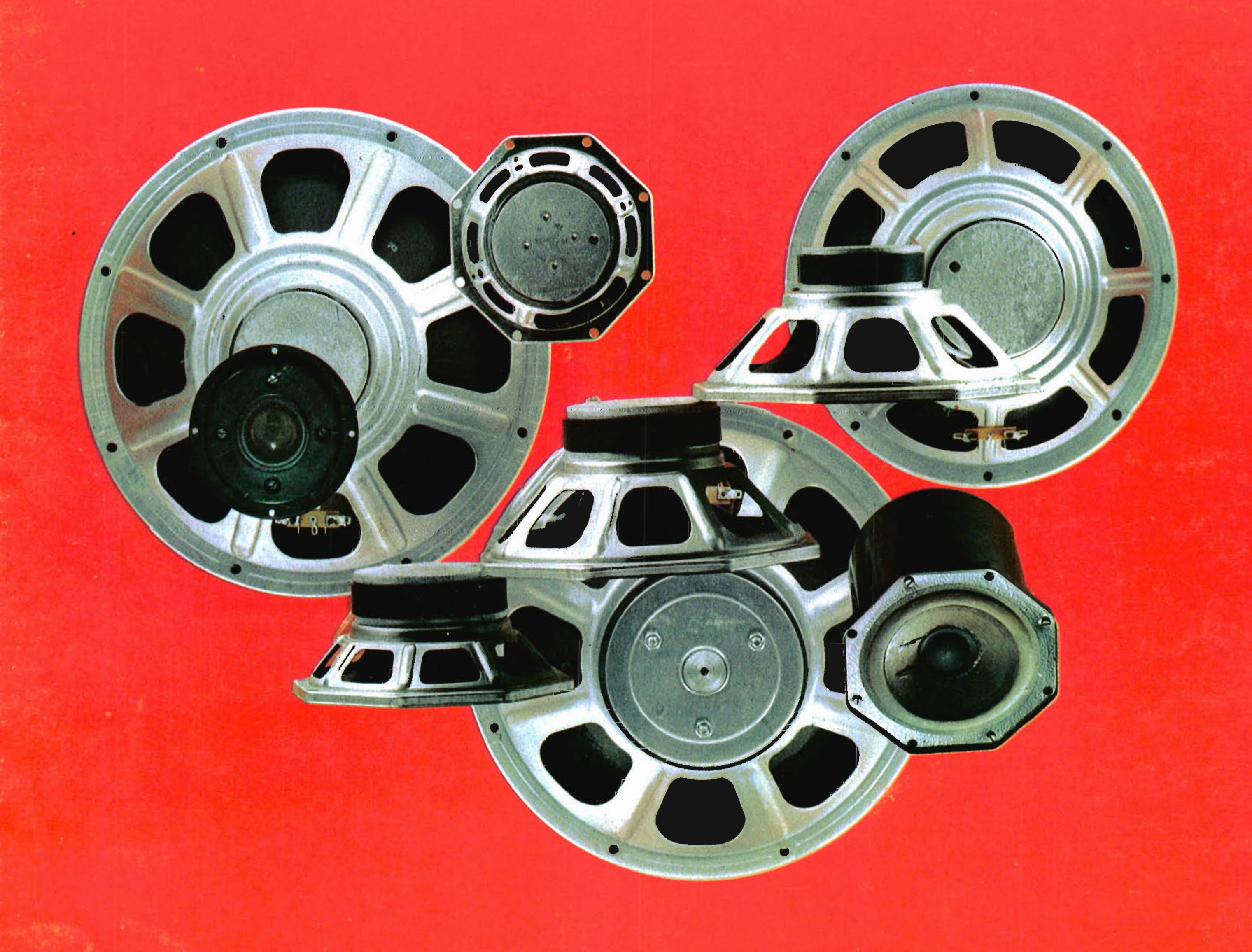
Si Ud. construye equipos de calentamiento industrial por alta frecuencia, solicite características y aplicaciones del tipo o tipos que puedan serle de interés.

Potencia salida típica (kW)	Refrigeración					
	aire forzado	agua			vapor	
		sin camisa	tubo helicoidal	camisa integrada	sin camisa	calentador integrado
2,67	YD1240					
4,75	YD1150	YD1151	YD1152			
8,8	YD1160	YD1161	YD1162			
13,2	YD1173					
15,4	YD1170	YD1171	YD1172			
31,6	YD1180			YD1182		
45	YD1185		YD1187			
62,7	YD1190			YD1192	YD1193	YD1194
90	YD1195		YD1197			
120				YD1202	YD1203	YD1204
240				YD1212	YD1213	
480				YD1342	YD1343	

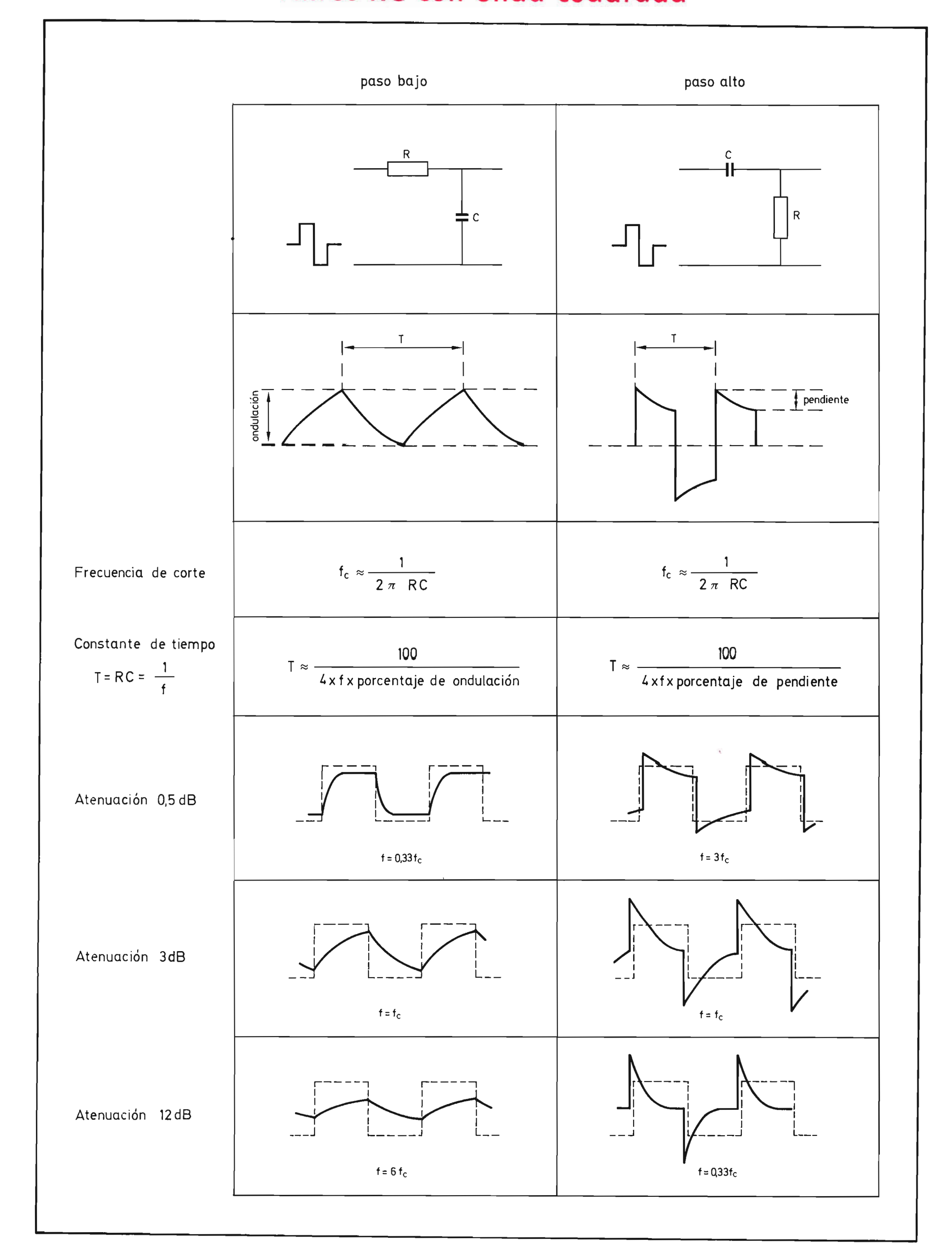


REVISTA "Miniwatt"

Vol. 12-Núm. 6 JUNIO 1973 25 Ptas.

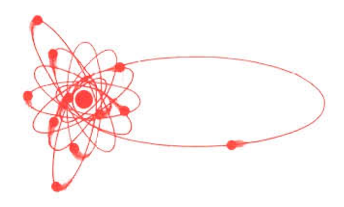


Filtros RC con onda cuadrada



REVISTA Miniwatt

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
MARIA ROSA BORRÁS

Compaginación:
MAURICIO RAMOS LÓPEZ

Suscripciones:

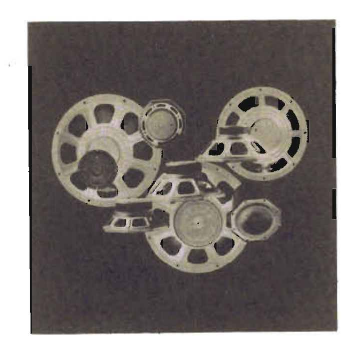
Publicada por:
COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCIÓN ANUAL
(11 números) 200 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 25 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona



Altavoces para amplificadores de audio de alta fidelidad

ÍNDICE

VOLUMEN 12 - Número 6 **JUNIO 1973**

Determinación de parámetros del transistor en circuito de emisor común

I_B; I_{B2}, I_{B1}; I_{C2}, I_{C1}; 0; V_{BE1}, V_{BE2}; V_{BE}	$z_{11e} = \left.\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}\right]_{\Delta I_C = 0} = \frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{I_{B2} - I_{B1}}$ $z_{12e} = \left.\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_C}\right]_{\Delta I_B = 0} = \frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{I_{C1} - I_{C2}}$			$g_{11e} = \left.\frac{\Delta I_B}{\Delta V_{BE}}\right]_{\Delta I_C = 0} = \frac{I_{B2} - I_{B1}}{V_{BE2} - V_{BE1}}$ $g_{12e} = \left.\frac{\Delta I_B}{\Delta I_C}\right]_{\Delta V_{BE} = 0} = \frac{I_{B2} - I_{B1}}{I_{C2} - I_{C1}}$
I_B; 0; V_{CE1}, V_{CE2}; I_{B2}, I_{B1}; 0; V_{BE1} V_{BE2}; V_{BE}		$y_{11e} = \left.\frac{\Delta I_B}{\Delta V_{BE}}\right]_{\Delta V_{CE} = 0} = \frac{I_{B2} - I_{B1}}{V_{BE2} - V_{BE1}}$ $y_{12e} = \left.\frac{\Delta I_B}{\Delta V_{CE}}\right]_{\Delta V_{BE} = 0} = \frac{I_{B2} - I_{B1}}{V_{CE1} - V_{CE2}}$	$h_{11e} = \left.\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}\right]_{\Delta V_{CE} = 0} = \frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{I_{B2} - I_{B1}}$ $h_{12e} = \left.\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}}\right]_{\Delta I_B = 0} = \frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{V_{CE2} - V_{CE1}}$	
I_C; I_{C2}, I_{C1}; V_{BE2}, V_{BE1}, 0; 0; V_{CE1}, V_{CE2}; V_{CE}		$y_{21e} = \left.\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}}\right]_{\Delta V_{CE} = 0} = \frac{I_{C2} - I_{C1}}{V_{BE2} - V_{BE1}}$ $y_{22e} = \left.\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}}\right]_{\Delta V_{BE} = 0} = \frac{I_{C2} - I_{C1}}{V_{CE2} - V_{CE1}}$		$g_{21e} = \left.\frac{\Delta V_{CE}}{\Delta V_{BE}}\right]_{\Delta I_C = 0} = \frac{V_{CE2} - V_{CE1}}{V_{BE1} - V_{BE2}}$ $g_{22e} = \left.\frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C}\right]_{\Delta V_{BE} = 0} = \frac{V_{CE2} - V_{CE1}}{I_{C2} - I_{C1}}$
I_C; I_{C2}, I_{C1}; I_{B2}, I_{B1}, 0; 0; V_{CE1}, V_{CE2}; V_{CE}	$z_{21e} = \left.\frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_B}\right]_{\Delta I_C = 0} = \frac{V_{CE2} - V_{CE1}}{I_{B1} - I_{B2}}$ $z_{22e} = \left.\frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C}\right]_{\Delta I_B = 0} = \frac{V_{CE2} - V_{CE1}}{I_{C2} - I_{C1}}$		$h_{21e} = \left.\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}\right]_{\Delta V_{CE} = 0} = \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{B2} - I_{B1}}$ $h_{22e} = \left.\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}}\right]_{\Delta I_B = 0} = \frac{I_{C2} - I_{C1}}{V_{CE2} - V_{CE1}}$	

TIRISTORES: SUPRESION DE TRANSITORIOS DE TENSION

En los primeros años de su desarrollo se hacía resaltar la sensibilidad de los semiconductores a condiciones de sobretensión; sus reducidas tensiones límite en aquellos días acentuaban esta característica al compararlos con tubos de vacío o de atmósfera gaseosa. Sin embargo, ahora este problema ha sido superado, y se producen dispositivos semiconductores que pueden soportar tensiones de pico de varios miles de voltios. No obstante, todavía es necesario proteger a los tiristores contra transitorios porque el transitorio puede tener aumento de tensión dV/dt *lo suficientemente rápido para producir el cebado del tiristor.*

Algunos tiristores se dañan fácilmente por transitorios de tensión de baja energía superiores a su valor límite de tensión de pico; otros (los de tipo avalancha) pueden disipar cantidades relativamente grandes de energía transitoria en condiciones de bloqueo sin graves perjuicios y, por último, otros (algunos tipos bidireccionales) pueden pasar al estado de conducción sin autodestruirse por influencia de un exceso de tensión. Todos requieren algún tipo de supresión de transitorios; la clase e importancia de esta supresión varía en cada caso particular.

FUENTES DE TRANSITORIOS DE TENSION

Los transitorios que afectan los circuitos con tiristor pueden tener tres orígenes distintos:

a) la red de alimentación,
b) los interruptores de red y de carga (apertura y cierre) y
c) el circuito de rectificación y carga (conmutación).

Los transitorios se han de suprimir (o reducir a valores adecuados) por medio de componentes adicionales o bien se han de eliminar en la fuente de origen, a fin de asegurar el funcionamiento seguro del circuito.

METODOS PARA LA SUPRESION DE TRANSITORIOS DE TENSION

Generalmente se emplean tres tipos de circuito para suprimir los transitorios de tensión: una red RC serie entre los extremos del conjunto de tiristores, una red RC serie entre extremos de cada tiristor, y un choque en serie entre los tiristores y el contacto de la red.

En ciertos casos sólo se necesita un tipo de circuito supresor, pero en otros, en cambio, se necesitan dos o incluso tres.

FILTRO DE ENTRADA

La mayor parte de los fenómenos transitorios de tensión producidos por la red de alimentación y por el contactor de red pueden eliminarse o reducirse a un nivel de seguridad conectando una capacidad en paralelo con los bornes de entrada de los tiristores. Aunque en algunas aplicaciones particulares puede ser necesaria la utilización de circuitos supresores individuales, es decir, uno en cada tiristor, estos circuitos apenas ejercen efecto alguno sobre el filtro de entrada, pudiendo ser considerados los dos tipos separadamente.

El circuito utilizado como filtro de entrada está representado en la figura 1 para un sistema monofásico con una sólida conexión neutra. En ese circuito, $L1$ y $R1$ representan, conjuntamente, la impedancia de la línea de alimentación, la reactancia en serie adicional y su correspondiente componente de pérdidas. El condensador $C1$ es el componente supresor en derivación, mientras que $R2$ es un resistor amortiguador en serie y $R3$ proporciona una vía de descarga para $C1$.

La impedancia de la línea es muy inductiva, por lo que, en frecuencias superiores a unos cuantos kilohertzios:

$$\omega L_1 R_1 > 1.$$

Cuando los tiristores del puente están en estado de no conducción y el conductor de red, S_A, está cerrado, se forma un circuito resonante en serie por $L1$ y $C1$ con la resistencia amortiguadora $R1 + R2$. Si las componentes de pérdidas de este circuito son pequeñas, el circuito entrará en resonancia y la tensión entre extremos del condensador $C1$ será superior a la de alimentación, como se ve en la figura 2.

física, pues las pérdidas de energía serían demasiado importantes; pero a veces sí es posible conseguirlo con la componente de pérdidas de una bobina de reactancia, que tenga unas pérdidas despreciables en 50 Hz pero útiles en frecuencias más elevadas. A causa de estas dificultades, se ha llegado a un término medio entre un amortiguamiento aceptable y un filtrado eficiente.

En muchos casos sólo se sabrá que la impedancia de alimentación puede variar entre amplios límites, por lo que será imposible llegar a realizar un proyecto preciso. En cambio, la utilización de una reactancia en serie absorberá el efecto de la impedancia de alimentación y permitirá conseguir un circuito de entrada mejor definido. La elección final vendrá dictada, probablemente, por consideraciones económicas, por lo que la bobina de reactancia suele omitirse en los sistemas de pequeña potencia.

El procedimiento seguido para calcular, proyectar y diseñar el circuito se resume más adelante; se presentan dos ábacos, uno para los sistemas monofásicos y otro para los trifásicos, con valores de inducción y capacidad en paralelo que han demostrado ser practicables. Se ha demostrado también en la práctica que, para un buen

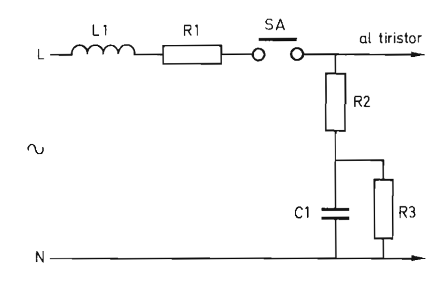


Figura 1. Filtro de entrada para sistema monofásico.

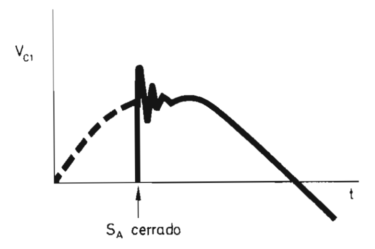


Figura 2. Tensión en bornes del condensador $C1$ en el filtro de entrada.

Si el resistor $R2$ es igual a cero o muy pequeño, la mayor parte de esta tensión de resonancia aparecerá en los bornes de entrada del puente, y puede ocurrir que se alcance el valor de la tensión de ruptura de un tiristor, aunque la presencia del condensador $C1$ puede haber amortiguado el factor de crecimiento de la tensión hasta un valor de dV/dt comprendido dentro de los límites de seguridad del tiristor. Es importantísimo, por consiguiente, asegurarse de que el valor combinado de $R1$ y $R2$ es lo bastante grande para proporcionar un circuito adecuadamente amortiguador.

Desgraciadamente, un valor demasiado grande del resistor $R2$ reduce la efectividad del condensador $C1$, y no es fácil conseguir que $R1$ sea grande. Además, evidentemente no se puede hacer que $R1$ sea una resistencia

funcionamiento de los tiristores, deben emplearse tipos de 600 voltios para sistemas de alimentación monofásicos (220-240 V), y tipos de 1200 voltios para sistemas monofásicos de línea a línea o trifásicos (380-440 V).

DISPOSITIVO SUPRESOR INDIVIDUAL

El funcionamiento correcto de los circuitos de entrada descritos hasta ahora, para la supresión de los fenómenos transitorios de tensión y evitar el crecimiento de la relación dV/dt, depende de que el polo neutro del sistema de alimentación esté conectado cuando se efectúe el contacto con la red. En muchos circuitos prácticos no ocurre necesariamente así, ya que la línea de

alimentación será conectada a través de un contactor bipolar cuyos contactos no se cierran nunca precisamente en el mismo instante, y en algún caso el rebote del contacto al cerrarse provocará probablemente fenómenos transitorios fortuitos.

En estos casos puede aplicársele a uno cualquiera de los tiristores una tensión transitoria muy elevada a causa de la capacidad de dispersión entre circuito y masa de la carga. Aunque la corriente capacitiva que seguiría a la activación de un tiristor no bastaría para mantener a éste en estado de conducción, esta corriente inicial de carga puede ir seguida inmediatamente, a su vez, por el cierre del contacto neutro, de forma que así puede continuar plenamente la conducción de corriente hacia la carga.

Para que se lleve a cabo la activación de un tiristor a causa de este proceso, es preciso, no obstante, que concurran una sucesión de acontecimientos en las proximidades del valor de cresta de la tensión de alimentación. Pero esta sucesión de fenómenos sólo puede tener lugar algo así como una sola vez cada 100 operaciones de conmutación del sistema. Sin embargo, puede ocurrir, y sus consecuencias son la destrucción o el prematuro envejecimiento de los tiristores, o alguna rotación indeseable del motor, por lo cual deben tomarse medidas de protección.

Se ha observado que una combinación en serie de una resistencia y una capacidad conectada en paralelo con respecto a cada uno de los tiristores, consigue un efecto muy completo en la supresión de las sobrecargas transitorias y reduce además el valor inicial de la relación dV/dt, en todos los casos conocidos, a un nivel de seguridad. Esta disposición sola no será suficiente para atenuar las tensiones transitorias a la entrada, por lo que habrá que utilizar siempre ambos circuitos supresores, excepto en el caso de que no se conmute el polo neutro.

CIRCUITO CON EL NEUTRO ABIERTO

En la figura 3 está representado el esquema de un puente semicontrolado provisto de un filtro de entrada y un dispositivo de supresión individual. Si el contacto S_B del contactor se cierra antes que el S_A y permanece cerrado, entonces actúa el circuito supresor de entrada $L1$, $R1$, $C1$ para proteger los tiristores contra los valores elevados de dV/dt o las altas tensiones transitorias procedentes de la red de alimentación.

En cambio, si S_A se cierra antes, se forma un circuito entre la línea de alimentación y masa a través de la carga con su capacidad de fuga, que puede dar un elevado valor de dV/dt en los tiristores. Entonces se tienen las siguientes condiciones: si el borne de la red es positivo con respecto a masa, el diodo $D1$ conduce, circulando una corriente que carga la capacidad de fugas, C_S. Normalmente, el condensador $C1$ tendrá una capacidad muy superior a C_S, de manera que los bornes del puente permanecerán aproximadamente al mismo potencial, mientras que la tensión en los bornes del diodo $D2$ será, por consiguiente, muy pequeña. Como no puede haber corriente de carga y la impedancia de esta última es muy pequeña, la caída de tensión en la carga sólo será debida a la corriente que carga C_S, de modo que la producida en los dos tiristores será también reducida.

En cambio, si el borne de la línea es negativo con respecto a masa cuando se cierra S_A, los diodos $D1$ y $D2$ tienen polarización inversa y aparece casi toda la tensión de red en los dos tiristores en sentido directo. La variación de la tensión directa aplicada puede llegar hasta 1000 voltios por microsegundo si el conmutador se cierra cuando la tensión de alimentación tiene un valor próximo al de cresta. Conectando los condensadores $C2$ y $C3$ en derivación con cada uno de los dos tiristores, puede reducirse a un nivel aceptable el índice de creci-

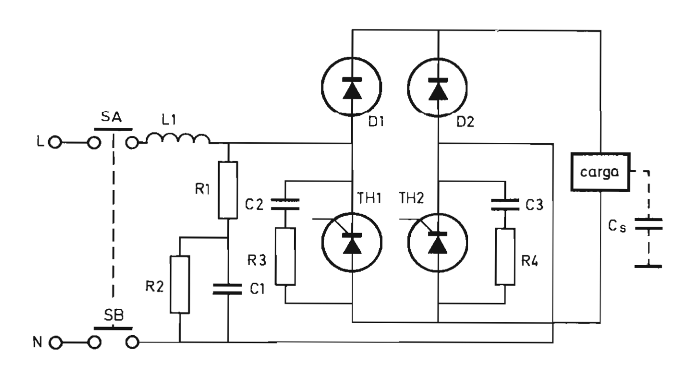


Figura 3. Puente monofásico semicontrolado con filtro de entrada y circuitos de supresión individuales.

miento de tensión en ambos dispositivos. También deben incluirse algunas resistencias en serie, $R3$ y $R4$, que servirán para limitar el valor de pico de la corriente de descarga de cada uno de los condensadores citados, cuando se disparan los tiristores para hacerlos entrar en conducción. Las elevadas corrientes de pico pueden deteriorar los tiristores al exceder el valor nominal de la relación di/dt durante el período de cebado. Un límite práctico superior de la capacidad es el de 1,0 μF, y un resistor de 10-47 Ω podrá limitar, en la mayoría de los casos, el valor de pico de la corriente de descarga a un nivel de seguridad. Es difícil determinar un límite inferior cuando se trata de buscar solamente una protección de la relación dV/dt, pero un valor mínimo para dicha capacidad de 0,1 μF es probablemente un buen compromiso.

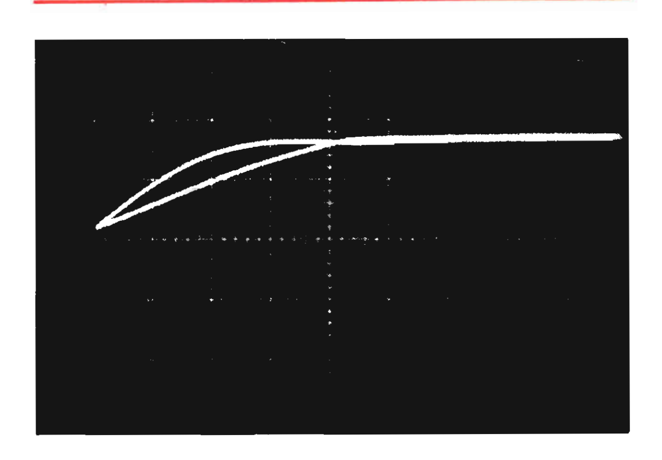


Figura 4. Forma de onda de dV/dt observada en un puente de tiristores monofásico. Curva superior: tensión en los terminales de alterna del puente. Curva inferior: aumento de tensión en bornes del tiristor. (Escala vertical: 200 V/div.; escala horizontal: 20 μs/div.)

dV/dt CON DISPOSITIVO INDIVIDUAL DE SUPRESION

Antes de seguir adelante, vamos a considerar los efectos de estos componentes durante el funcionamiento normal del circuito con el contacto neutro cerrado en primer lugar o con una conexión neutra sólida.

Si la línea es positiva cuando se cierra S_A (fig. 3), el diodo $D1$ conducirá, y como la carga tendrá una impedancia muy baja comparada con la fuga directa de los otros componentes del puente de tiristores, casi toda la tensión de red aparecerá en el tiristor $TH2$. A causa de la pequeña caída de tensión en la carga, la diferencia de tensión entre los bornes de c.c. del puente será también pequeña, por lo que aparecerá una tensión inversa muy reducida en el otro tiristor $TH1$. Si el borne de la línea es negativo cuando se cierra S_A, existirán exactamente las mismas condiciones, excepto que los papeles de los pares de tiristores y diodos se habrán invertido.

El circuito supresor de entrada $L1, R1, C1$ reduce el factor de crecimiento de la tensión en los bornes de c.a. del puente, como hemos dicho anteriormente. El crecimiento correspondiente a la tensión aplicada a los tiristores se verá ahora reducido a causa de los efectos combinados de la impedancia en serie del diodo puente y de la carga, también como elemento en serie, así como de $C2$ y $R3$, o de $C3$ y $R4$, como elementos en derivación.

La característica no lineal de los diodos del puente, como parte de este segundo filtro, modifica la característica de crecimiento de la tensión en los tiristores, haciendo que su crecimiento sea más lineal que el indicado en la figura 4. La línea superior representa la característica de tensión, casi exponencial, en los bornes de c.a. del puente, mientras que la línea inferior representa a su vez el crecimiento de la tensión en el mismo tiristor, como se ve, casi lineal. En este caso, los valores de los componentes son los siguientes:

$$L_1 = 160\ \mu\text{H};\ C_1 = 4\ \mu\text{F};\ R_1 = 5{,}6\ \Omega$$

$$C_2 = C_3 = 0{,}22\ \mu\text{F};\ R_3 = R_4 = 10\ \Omega.$$

Veremos más adelante que el valor inicial de crecimiento de la tensión con supresión de entrada es solamente de 7,5 voltios por microsegundo, mientras que con dispositivo de supresión adicional es de unos 4 voltios por microsegundo, obteniéndose, por consiguiente, una mejora casi de 2:1. Aparte de la protección adicional que proporciona el dispositivo de supresión individual cuando se utiliza una conmutación bipolar, se obtiene asimismo una considerable mejora en el funcionamiento normal, lo cual exigiría de otra forma el empleo de una reactancia o una capacidad de entrada cuatro veces mayor.

Con el neutro en circuito abierto, quedando invariable el resto del circuito, el máximo factor de crecimiento de la tensión del tiristor es el que está representado gráficamente en la figura 5, cuya escala del eje vertical es de 200 voltios por división, mientras que la correspondiente al eje horizontal es de 10 microsegundos por división, con un valor de dV/dt de 4,5 voltios por microsegundo. Es interesante observar que la tensión máxima alcanzada con el neutro en circuito abierto es solamente de unos 250 voltios, mientras que en el caso representado en la figura 4 dicha tensión se elevaba a 340 voltios a causa de la caída de tensión adicional de la impedancia con respecto a masa.

El factor de crecimiento de la tensión en los tiristores, con supresión individual y un neutro en circuito abierto resulta muy poco afectado por la reactancia en serie con la línea. Suprimiendo esta reactancia por completo y dejando una inductancia en serie con la línea de unos 50 microhenrios, el valor de dV/dt sólo aumenta hasta unos 5 voltios por microsegundo, ya que en este caso la impedancia en serie proporcionada por los diodos y la carga es considerablemente superior a la que da la bobina de reactancia.

En la figura 6 está representado un sistema de supresión individual aplicado a un puente trifásico semicontrolado. El circuito funciona de la misma manera que el sistema monofásico.

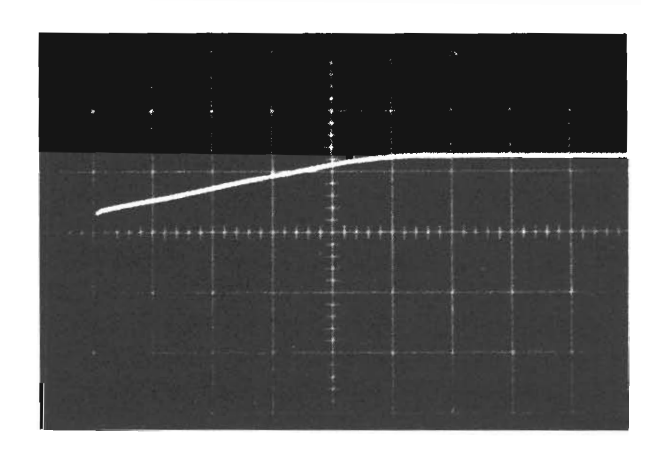


Figura 5. Forma de onda de dV/dt observada en un puente de tiristores monofásico, con neutro en circuito abierto. (Escala vertical: 200 V/div.; escala horizontal: 10 μs/div.)

CORRIENTE DE PICO EN UN CIRCUITO SUPRESOR POR CAPACIDAD

Cuando se cierran los contactos de red S_A y S_B, los condensadores de supresión $C2$ y $C3$ (fig. 2) se cargarán por la bobina de reactancia en serie con la línea $L1$, sus resistores amortiguadores individuales $R3$ y $R4$ y el circuito de carga. El valor de pico de la corriente de carga estará limitado, por todos estos elementos en serie, a un valor moderado, incluso aunque la tensión de alimentación tenga un valor próximo al de cresta.

No obstante, cuando se dispara un tiristor, la única impedancia existente en el circuito de descarga del condensador es la correspondiente al resistor en serie y al mismo tiristor. Para evitar que este último se deteriore durante el intervalo de cebado, debe mantenerse el índice de crecimiento de la corriente dentro del valor nominal máximo. El peor de los casos será aquel en el cual se dispare el tiristor en el punto medio del ciclo, en cuyo instante el condensador de supresión estará cargado con la tensión máxima. En estas condiciones, las medidas efectuadas demostraron que el valor de pico de la corriente de descarga es aproximadamente de 18 amperios en un circuito en el que $C2 = C3 = 0{,}22\ \mu F$, $R3 = R4 = 10\ \Omega$ y la tensión de alimentación vale 240 V. La disipación media de energía en los resistores en serie $R3$ y $R4$, en

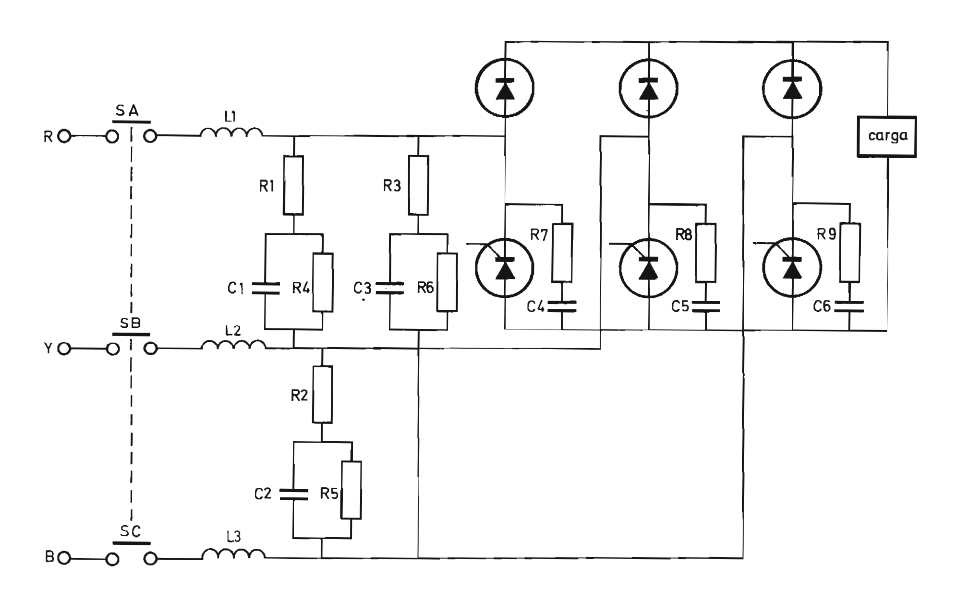


Figura 6. Puente trifásico semicontrolado con filtro de entrada y supresión individual.

estas condiciones, es aproximadamente de 0,4 W. Las medidas fueron efectuadas con un resistor de carbón de 0,5 W.

En el caso de un sistema trifásico (fig. 6), en el que la tensión de pico en cada tiristor viene multiplicada por un factor $\sqrt{3}$, la corriente de pico aumentará en la misma proporción, elevándose hasta unos 30 amperios. La disipación media de energía en el resistor vendrá asimismo multiplicada por un factor 3, elevándose a 1,2 vatios, aproximadamente. En ambos casos, el impulso de corriente tiene una forma triangular, con una duración inferior a 10 microsegundos, dentro de los límites admitidos para la mayoría de los tiristores.

SUPRESION DE LOS TRANSITORIOS DE CONTACTOR

Todos los contactores de la red de alimentación, accionados magnéticamente, tienen en mayor o menor grado imperfecciones en sus superficies de contacto y adolecen del defecto del rebote en sus contactos. No es nuestra intención considerar aquí las características de algunos contactores en particular, sino más bien indicar la naturaleza del problema y los efectos eléctricos que pueden producir algunos contactores. Debe recordarse que tampoco nos proponemos estudiar el funcionamiento de un nuevo contactor considerado casi ideal, sino el de un contactor viejo, quizá ya necesitado de una revisión general, pero que todavía funciona lo suficientemente bien para no merecer la atención del encargado de los trabajos de entretenimiento.

Para obtener alguna medida cualitativa de los efectos del funcionamiento del contactor, se efectuaron medidas de las tensiones transitorias originadas en un tiristor que forma parte de un puente semicontrolado. Se omitieron los componentes de supresión individuales, reteniéndose en cambio los de supresión de fenómenos transitorios de entrada. Y para no confundir los resultados obtenidos con los producidos por un contacto doble, se dejó el neutro en circuito abierto.

La figura 7 representa los efectos característicos del rebote de los contactos, con tensiones transitorias de frecuencia muy elevada, antes y después de cada período de rebote principal. La escala del eje vertical es de 200 voltios por división y la del eje horizontal, de 1 milisegundo por división.

Si se amplía uno de los períodos principales de rebote, se obtiene una curva semejante a la representada en la 8, en cuyo caso la escala de tiempos es de 50 microsegundos por división. La parte anterior de esta figura puede ampliarse todavía más, adoptando entonces la forma de la figura 9, con una escala de tiempos de 20 microsegundos por división.

El examen del borde anterior de la curva correspondiente a un solo fenómeno transitorio muestra que el factor de crecimiento de la tensión es del orden de 1000 voltios por microsegundo, como se ve en la curva muy ampliada de la figura 10. En este caso, la escala correspondiente al eje vertical ha sido reducida en sensibilidad a 400 voltios por división, mientras que la escala del eje horizontal es, en esta ocasión, de 0,5 μs por división.

Es fácil comprender que los fenómenos transitorios repetitivos de este tipo representan un serio problema para el funcionamiento correcto del equipo de tiristores, y que deben reducirse todo lo posible por medio de filtros adecuados.

Afortunadamente, la adición de un simple filtro RC en paralelo con cada tiristor proporciona una solución adecuada. La curva de la figura 11 (1 milisegundo por división) debe compararse con la de la figura 7. (Muestra el efecto de los componentes de filtro adicionales.) Se obtiene mejores resultados utilizando una capacidad o una resistencia de descarga mayores, como se ve en la figura 12, en la que se emplea una escala de tiempos de 500 μs/div. La vía principal de descarga de los condensadores $C2$ y $C3$ de la figura 3 es el resistor $R2$, resistor de descarga para el condensador de supresión de los fenómenos transitorios producidos por la red de alimentación.

Si $R2 = 33$ kΩ y $C2 = C3 = 0{,}22\,\mu$F, la constante de tiempo de descarga es de 7 milisegundos. Este valor corresponde aproximadamente a las constantes del circuito utilizado para obtener la forma de onda de la figura 12. El factor máximo de crecimiento de la tensión, en este caso, era aproximadamente de 5 voltios por microsegundo, como se indica en el apartado sobre los dispositivos supresores individuales.

BOBINAS DE REACTANCIA EN SERIE CON LA LINEA

Nos hemos referido ya al empleo de bobinas de reactancia en serie al hablar de la reducción de los fenómenos transitorios de tensión y de la relación dV/dt, y se dan algunas indicaciones sobre los efectos producidos por el factor Q de la bobina de reactancia al final de este artículo. También puede emplearse una bobina de reactancia en serie para limitar las extracorrientes que pueden producirse en los sistemas con tiristores y diodos rectificadores. El diseño de estas bobinas de reactancia dependerá en gran medida de si se desea que desempeñen todas esas funciones o solamente algunas de ellas.

Si se va a utilizar la bobina de reactancia en combinación con el sistema de protección por medio de fusibles,

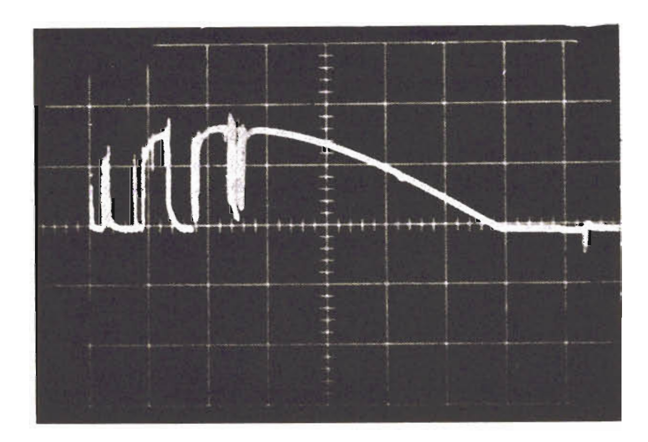


Figura 7. Efectos de rebote de los contactos, con transitorios de frecuencia más elevada antes y después de cada período principal de rebote. (Escala vertical: 200 V/div.; escala horizontal: 1 ms/div.)

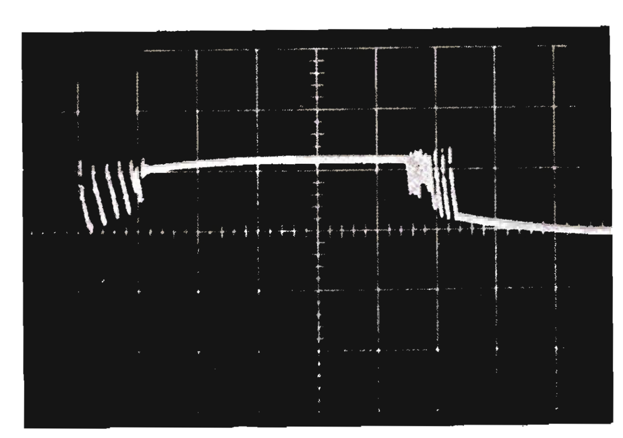


Figura 8. Ampliación de un período principal de rebote. (Escala vertical: 200 V/div.; escala horizontal: 50 μs/div.)

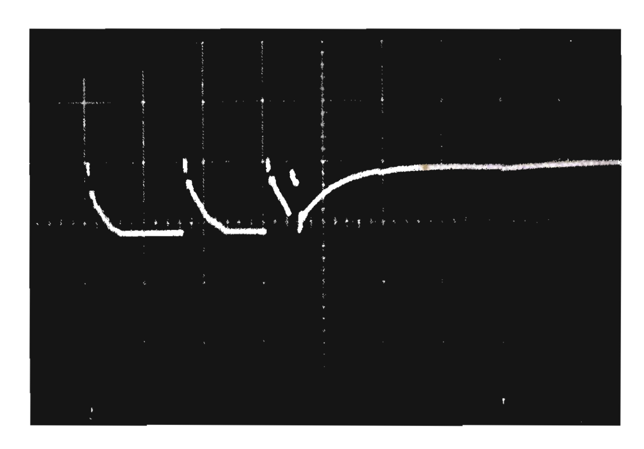


Figura 9. Primera parte de la forma de onda de la figura 8. (Escala vertical: 200 V/div.; escala horizontal: 20 μs/div.)

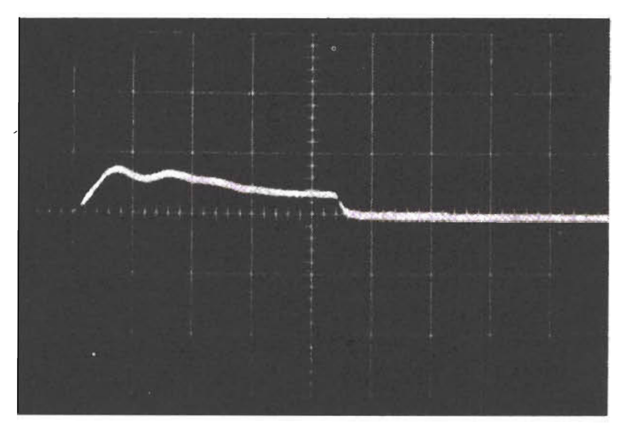


Figura 10. Frente de un solo transitorio de la figura 9. (Escala vertical: 400 V/div.; escala horizontal: 0,5 μs/div.)

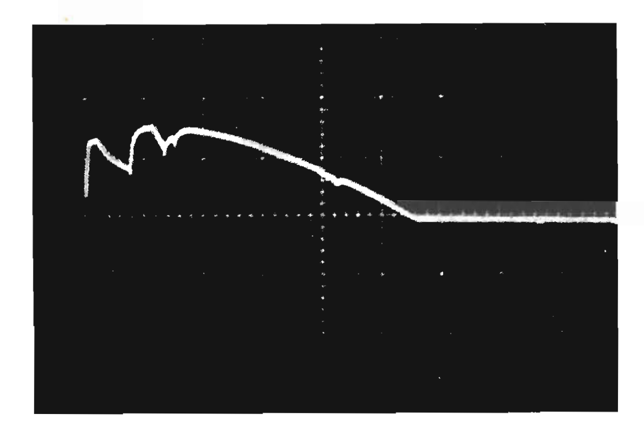


Figura 11. Efectos de rebote de contactos con filtro RC en cada tiristor. Compárese con la figura 7 que tiene la misma escala. (Escala vertical: 200 V/div.; escala horizontal: 1 ms/div.)

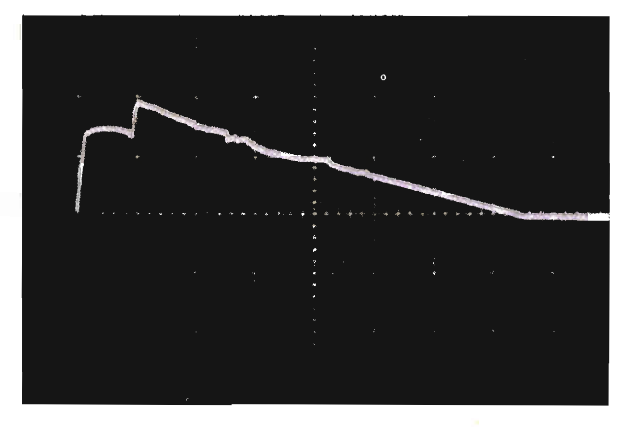


Figura 12. Efectos de rebote de contactos como en la figura 11, pero con filtro de supresión mejorado. (Escala vertical: 200 V/div.; escala horizontal: 500 μs/div.)

Tabla. Condiciones de supresión para diferentes tipos de cargas

	Circuito	Tipo de carga: resistiva	inductiva	lámpara volframio	motor de inducción	transformador acoplado	motor de c.c. excitado en derivación
Monofásica	regulador de c.a., entre línea y neutro	A	C	B	C	C	–
	regulador de c.a., entre línea y línea	B	C	B	C	C	–
	puente semicontrolado, entre línea y neutro	B	C	B	–	–	C
	puente semicontrolado, entre línea y línea	B	C	B	–	–	C
	puente totalmente controlado, entre línea y neutro	–	C	–	–	–	C
	puente totalmente controlado, entre línea y línea	–	C	–	–	–	C
Trifásica	regulador de c.a. semicontrolado	B	C	B	C	C	–
	regulador de c.a. totalmente controlado	C	C	C	C	C	–
	puente semicontrolado	B	C	B	–	–	C
	puente totalmente controlado	–	C	–	–	–	C

A Sin supresión
B Alguna supresión
C Supresión total

(Para detalles, véanse los circuitos de las figuras 13 a 20)

debe conservar su inductancia para valores de corriente muy amplios. Por esta razón, se emplea ordinariamente una bobina con núcleo de aire de gran tamaño. En cambio, si se va a utilizar la bobina de reactancia solamente para reducir la relación dV/dt en los tiristores que no conducen, la corriente máxima para la que ha de diseñarse la bobina de reactancia citada será muy pequeña y en este caso son adecuadas las bobinas con núcleos de ferrita, con tal de que los bobinados sean capaces de soportar la corriente a plena carga. Entre estos dos extremos, hay lugar para las bobinas de c.a., provistas de un núcleo de hierro y de dimensiones moderadas, con una inductancia para moderados valores de corriente, capaces de proporcionar plena protección para los fenómenos transitorios y para la relación dV/dt, pero sólo una protección parcial para las extracorrientes.

La elección final de la bobina de reactancia, tanto en lo que se refiere a su construcción como a su inductancia, dependerá de un cierto número de factores, como el grado o importancia de los fenómenos transitorios que pueden producirse y la protección de fusibles necesaria, así como el tamaño y coste del equipo, el cual tendrá a su vez que disponer del espacio necesario para la instalación de las bobinas de supresión, y el coste total que puede asignarse al equipo de protección. Todos estos factores y otros más habrán de ser tenidos en cuenta por el proyectista del equipo, el cual deberá conocer además la gravedad de un fallo ocasional de uno de los dispositivos o de una avería de cualesquiera de ellos.

RECOMENDACIONES

A causa de la multiplicación de aplicaciones de los circuitos de control por tiristores, es muy difícil dar unas recomendaciones definidas acerca del valor de la supresión necesaria en un circuito particular. Es mucho más fácil diseñar circuitos de supresión que proporcionen una protección completa independientemente del coste, que diseñarlos para un adecuado nivel de protección a un coste mínimo. Es necesario, por consiguiente, tener en cuenta cada aplicación individualmente, y cuando se tenga alguna duda con respecto a la protección necesaria, utilizar circuitos de protección total.

En la tabla están indicados los circuitos de control por tiristores más comunmente empleados, junto con el tipo de protección que será generalmente necesario. Si se conocen los tipos de fenómenos transitorios que pueden producirse con más probabilidad, puede ser posible prescindir de algunos de los componentes supresores representados en los esquemas correspondientes (figs. 13 a 20). Como puede verse en la tabla, el valor de la supresión necesaria depende del tipo de carga. Si ésta es principalmente resistiva y tiene una impedancia constante (como algunos tipos de hornos), y si se utilizan tiristores de avalancha, es posible, en casi todos los casos, emplear el circuito de tiristores sin componente supresor alguno. Los factores que deben tenerse en cuenta cuando se haya de decidir el grado de protección necesario son los siguientes:

1. En el caso de disparo fortuito del tiristor, ¿se limitará la corriente que circula por la carga a un valor de seguridad para esta última, los tiristores y los diodos rectificadores?
2. ¿Puede esta corriente causar cualquier otro daño, como la puesta en marcha fortuita de la maquinaria, con el consiguiente riesgo para el personal?
3. ¿Podrán los fenómenos transitorios de tensión o de corriente destruir, deteriorar o acortar la vida de los tiristores o de los diodos rectificadores?

Teniendo en cuenta estos factores, conociendo el tipo de fenómenos transitorios que probablemente van a producirse y el grado de riesgo aceptable a causa del fallo de un dispositivo, puede llegarse a un compromiso sobre el número de componentes supresores utilizados y el coste que puede alcanzarse.

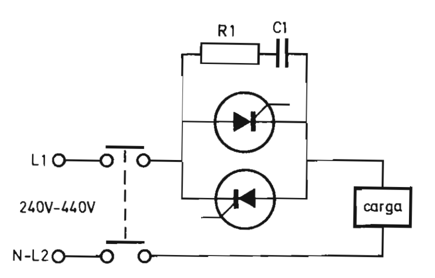


Figura 13. Regulador de c.a. monofásico con supresión de transitorios.

Línea-neutro (240 V)
$R1 = 10\ \Omega$, 2 W. $C1 = 0{,}22\ \mu$F, 250 V c.a. trabajo
Línea-fase (440 V)
$R1 = 10\ \Omega$, 6 W. $C1 = 0{,}22\ \mu$F, 440 V c.a. trabajo.

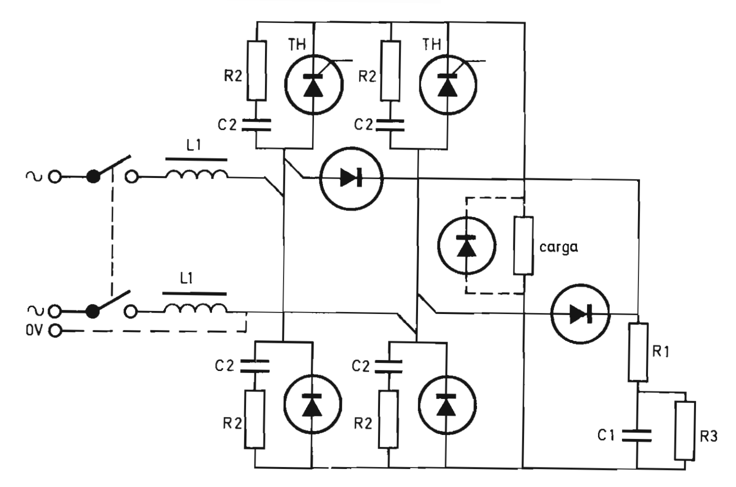


Figura 14. Puente monofásico semicontrolado (carga óhmica o moderadamente inductiva).

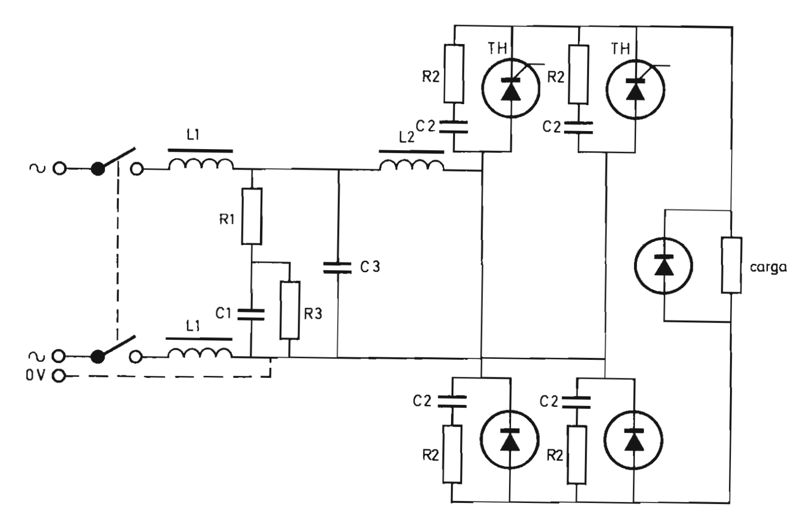


Figura 15. Puente monofásico semicontrolado (para cargas fuertemente inductivas).

Lista de componentes de las figuras 14 y 15. (Todos los componentes con tolerancia del 10 %)

Tensión alimentación nominal 240 V ef.

$R1$ = 8,2 Ω, 2 W	$C1$ = 5 μF, 280 V c.a.	$L1$ = 250 μH
$R3$ = 33 kΩ, 2 W	$C3$ = 1,5 μF, 280 V c.a.	$L2$ = 50 μH

Tiristores (tipos aleación difusa)

margen 10 a 20 A	margen 20 a 30 A	margen 30 a 70 A
$R2$ = 33 Ω, 1 W	33 Ω, 2 W	33 Ω, 2 W
$C2$ = 0,1 μF, 1000 V c.c.	0,15 μF, 1000 V c.c.	0,22 μF, 1000 V c.c.

Tensión alimentación nominal 415 V ef.

$R1$ = 12 Ω, 10 W	$C1$ = 2 X 10 μF, 280 V c.a. en serie	$L1$ = 500 μH
$R3$ = 47 kΩ, 5,5 W	$C3$ = 2 X 5 μF, 280 V c.a. en serie	$L2$ = 100 μH

Tiristores (tipos de aleación difusa):

margen 10 a 20 A	margen 30 a 70 A
$R2$ = 47 Ω, 2 W	47 Ω, 5,5 W
$C2$ = 0,1 μF, 1500 V c.c.	0,22 μF, 1500 V c.c.

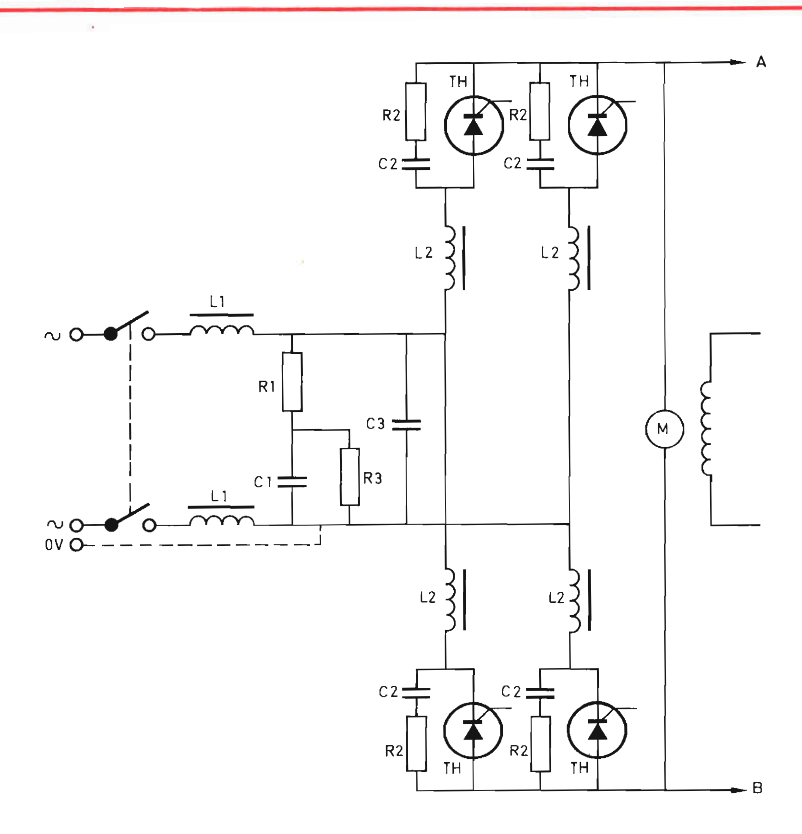


Figura 16. Puente monofásico de control total. (A-B están en conexión paralela con el puente que trabaja en oposición.)

Lista de componentes de la figura 16. (Todos los componentes con tolerancia del 10 %)

Tensión alimentación nominal 240 V ef.

$R1$ = 8,2 Ω, 2 W	$C1$ = 5 μF, 280 V c.a.	$L1$ = 250 μH
$R3$ = 33 kΩ, 2 W	$C3$ = 1,5 μF, 280 V c.a.	$L2$ = 250 μH (bobina de reactancia c.c.)

Tiristores (tipos de aleación difusa):

margen 10 a 20 A	margen 20 a 30 A	margen 30 a 70 A
$R2$ = 82 Ω, 1 W	68 Ω, 2 W	56 Ω, 2 W
$C2$ = 0,1 μF, 1000 V c.c.	0,15 μF, 1000 V c.c.	0,22 μF, 1000 V c.c.

Tensión alimentación nominal 415 V ef.

$R1 = 12\ \Omega$, 10 W	$C1 = 1 \times 10\ \mu F$, 280 V c.a. en serie	$L1 = 500\ \mu H$
$R3 = 47\ k\Omega$, 5,5 W	$C3 = 2 \times 5\ \mu F$, 280 V c.a. en serie	$L2 = 500\ \mu H$ (bobina de reactancia c.c.)

Tiristores (tipos de aleación difusa)

	margen 10 a 20 A	margen 30 a 70 A
$R2 =$	$100\ \Omega$, 2 W	$100\ \Omega$, 2 W
$C2 =$	0,1 μF, 1500 V c.c.	0,1 μF, 1500 V c.c.

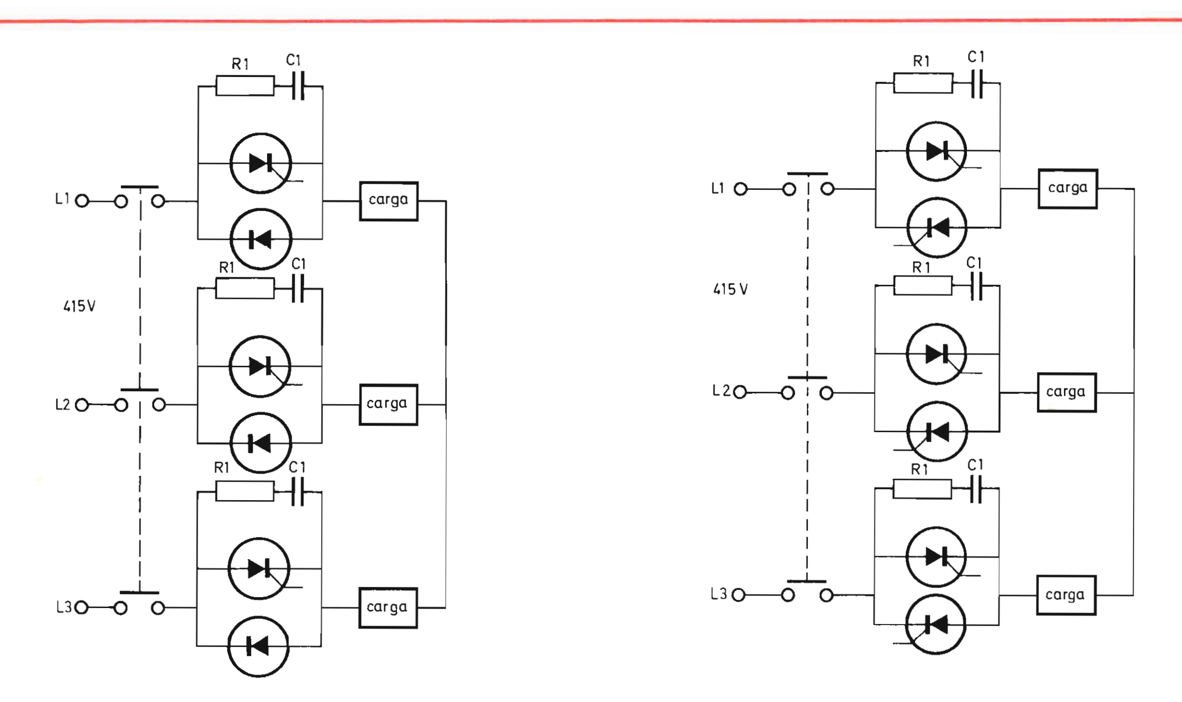


Figura 17. Regulador trifásico semicontrolado con supresión de transitorios.

$R1 = 100\ \Omega$, 6 W; $C1 = 0{,}22\ \mu F$, 440 V c.a. trabajo.

Figura 18. Regulador trifásico de control total con supresión de transitorios.

$R1 = 100\ \Omega$, 6 W; $C1 = 0{,}22\ \mu F$, 440 V, c.a. trabajo.

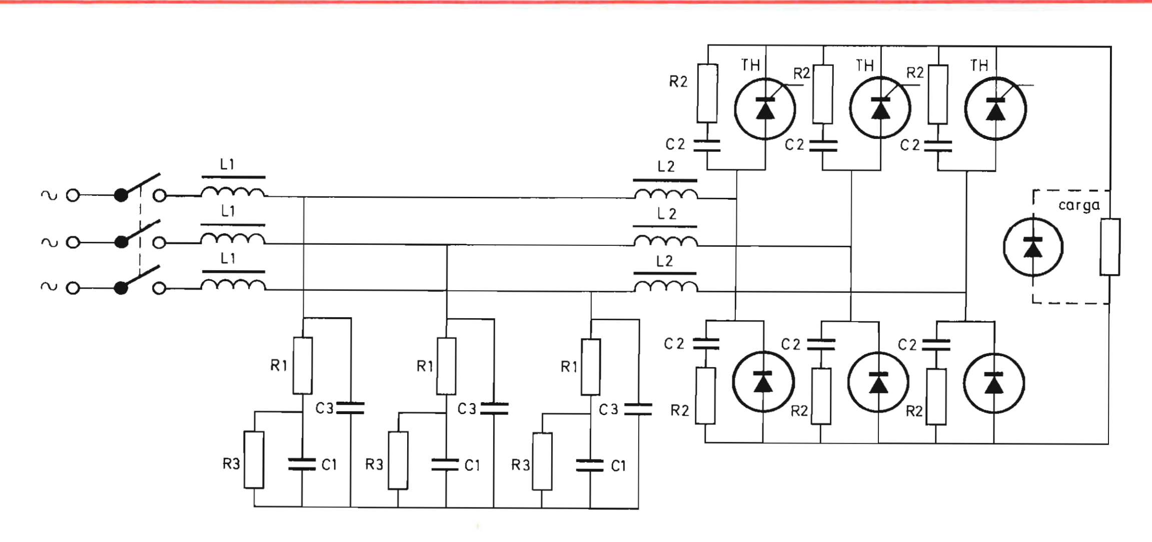


Figura 19. Puente trifásico semicontrolado.

Lista de componentes de la figura 19. (Todos los componentes con tolerancia del 10 %)

Tensión alimentación nominal 415 V ef.

$R1$ = 8,2 Ω, 10 W	$L1$ = 250 μH
$R3$ = 33 kΩ, 2 W	$L2$ = 50 μH

Tiristores (tipos de aleación difusa):

	margen 10 a 20 A	margen 30 a 70 A	margen 100 a 250 A
$R2$ =	47 Ω, 2 W	33 Ω, 5,5 W	22 Ω, 10 W
$C1$ =	5 μF, 280 V c.a.	10 μF, 280 V c.a.	10 μF, 280 V c.a.
$C2$ =	0,1 μF, 1500 V c.c.	0,22 μF, 1500 V c.c.	0,47 μF, 1500 V c.c.
$C3$ =	1,5 μF, 280 V c.a.	5 μF, 280 V c.a.	5 μF, 280 V c.a.

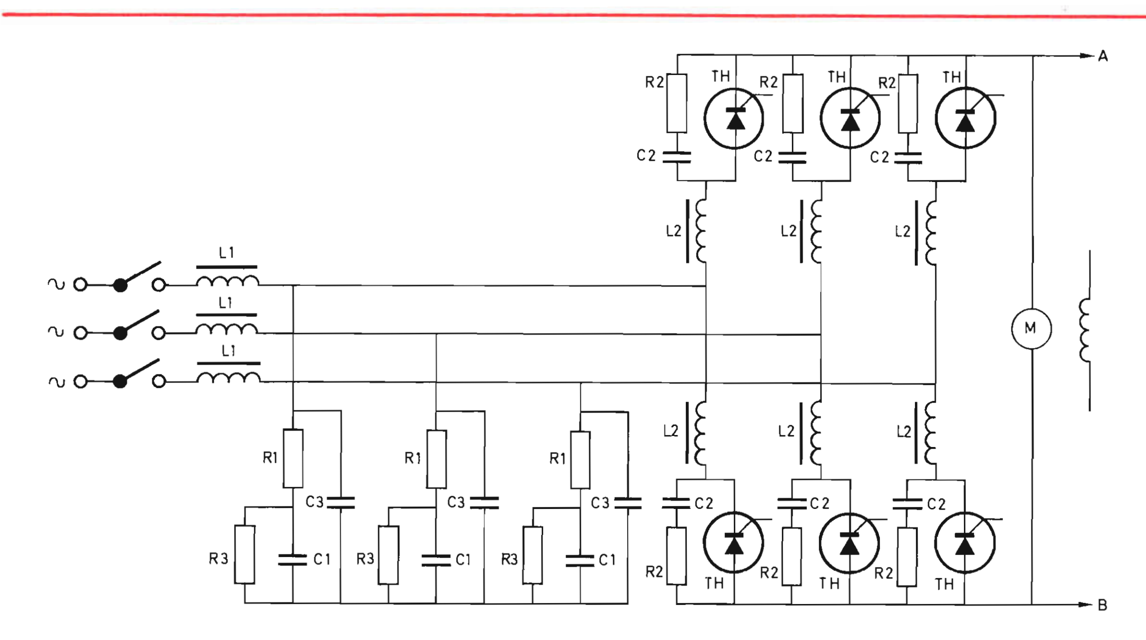


Figura 20. Puente trifásico de control total. (A-B están en conexión paralelo con el puente que trabaja en oposición.)

Lista de componentes de la figura 20. (Todos los componentes con tolerancia del 10 %)

Tensión alimentación nominal 415 V ef.

$R1$ = 8,2 Ω, 10 W	$L1$ = 250 μH
$R3$ = 33 kΩ, 2 W	$L2$ = 250 μH (bobina de reactancia c.c.)

Tiristores (tipos de aleación difusa):

	margen 10 a 20 A	margen 30 a 70 A	margen 100 a 250 A
$R2$ =	82 Ω, 2 W	82 Ω, 2 W	56 Ω, 5,5 W
$C1$ =	5 μF, 280 V c.a.	10 μF, 280 V c.a.	10 μF, 280 V c.a.
$C2$ =	0,1 μF, 1500 V c.c.	0,1 μF, 1500 V c.c.	0,22 μF, 1500 V c.c.
$C3$ =	1,5 μF, 280 V c.a.	5 μF, 280 V c.a.	5 μF, 280 V c.a.

CIRCUITOS MONOFASICOS

El circuito de supresión de entrada ha de ser diseñado para limitar la relación dV/dt en el momento de la conmutación y para tener un sobreimpulso de tensión aceptable y una determinada capacidad para absorber los fenómenos transitorios de tensión fortuitos.

El análisis del circuito comprende las siguientes partes:

1. dV/dt en función del factor de amortiguamiento,
2. sobreimpulso de tensión en función del factor de amortiguamiento,
3. tensión de filtrado de salida en función del factor de calidad de la bobina de reactancia,

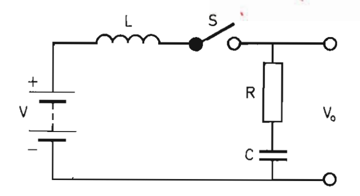


Figura 21. Circuito equivalente del filtro de entrada supresor de transitorios.

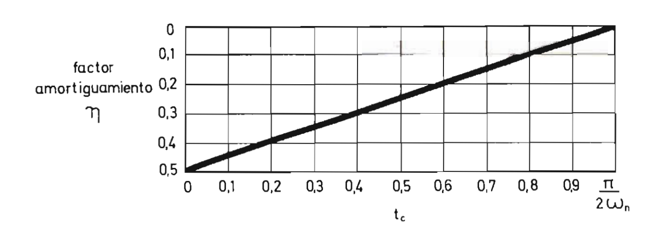


Figura 22. Soluciones de la ecuación 2 para $0 \leqslant \eta \leqslant 0{,}5$.

4. dV/dt en función del factor de calidad de la bobina de reactancia, y
5. dispositivo de supresión de fenómenos transitorios en función de la amplitud y duración de éstos.

De los resultados de este análisis se podrán formular ciertas conclusiones. Se dan los ábacos necesarios para seleccionar los valores de los componentes más adecuados.

dV/dt en función del factor de amortiguamiento

En el circuito equivalente de la figura 21, la fuente de alimentación de c.a. ha sido sustituida por una pila de tensión V, que corresponde en la práctica al valor de cresta de la tensión de alimentación V_{WM}.

Si la tensión de salida, inmediatamente después de haber cerrado el conmutador S, es V_0, puede demostrarse que:

$$\frac{dV_o}{dt} = V\left[\frac{\omega_n}{\sqrt{(1-\eta^2)}} \cdot \sin\left\{\omega_n t \cdot \sqrt{(1-\eta^2)} + 2\phi\right\} \exp(-\eta\omega_n t)\right], \quad (1)$$

en la cual $\omega_n = 1/\sqrt{(LC)}$, el factor de amortiguamiento $\eta = R/2\,\omega_n L$, y ϕ = arc sen η.

El tiempo t_c, que es el instante para el cual la expresión 1 adquiere su valor máximo, viene dado por la fórmula:

$$t_c = \frac{\pi/2 - 3 \text{ arc sin } \eta}{\omega_n \sqrt{(1-\eta^2)}} \quad (2)$$

Puede demostrarse que t_c adquiere valores negativos para valores de η superiores o iguales a 0,5, por lo que sólo es preciso tomar en consideración los valores de η comprendidos entre 0 y 0,5. Las soluciones de la ecuación 2 para tiempos t_c comprendidos entre 0 y $\pi/2\ \omega_n$ están representadas gráficamente en la figura 22.

Para hallar el valor máximo de dV_0/dt, se sustituye el valor de $t = t_c$ en la ecuación 1 y se obtiene:

$$\left(\frac{dV_o}{dt}\right)_{\text{máx}} = V\left[\omega_n \cdot \exp\left\{\left(\frac{\pi}{2} - 3 \text{ arc sin } \eta\right)\left(-\frac{\eta}{\sqrt{(1-\eta^2)}}\right)\right\}\right], \quad (3)$$

para valores de η comprendidos entre 0 y 0,5.

En el caso especial de que η sea igual a 0,5:

$$\left(\frac{dV_o}{dt}\right)_{\text{máx}} = 2\,\eta\omega_n V = V\frac{R}{L} = V\left\{\frac{1}{\sqrt{(LC)}}\right\}.$$

Las soluciones de la ecuación 3 para una serie de valores de η están representadas gráficamente en la figura 23, en la cual puede verse que el valor mínimo de $(dV_0/dt)_{\text{máx}}$ ocurre cuando $\eta \cong 0{,}265$. En estas condiciones:

$$\left(\frac{dV_o}{dt}\right)_{\text{máx}} = 0{,}81\ V\left(\frac{R}{L}\right) = 0{,}81\ V\left\{\frac{1}{\sqrt{(LC)}}\right\}.$$

Sobreimpulso de tensión en función del factor de amortiguamiento

Puede demostrarse que el valor instantáneo de la tensión de salida del circuito equivalente de la figura 21 viene dado por:

$$v_o = V\left[1 - \frac{\cos\{\omega_n t \cdot \sqrt{(1-\eta^2)} + \phi\}}{\sqrt{(1-\eta^2)}} \cdot \exp(-\eta\omega_n t)\right]. \quad (4)$$

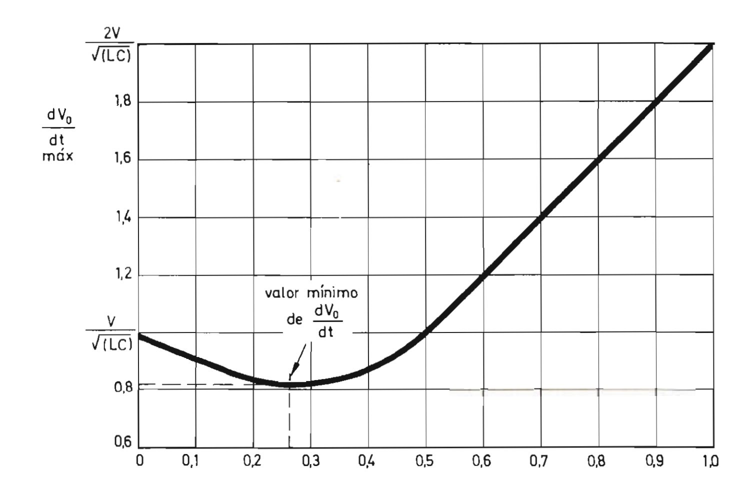


Figura 23. Soluciones de la ecuación 3 para $0 \leqslant \eta \leqslant 1{,}0$.

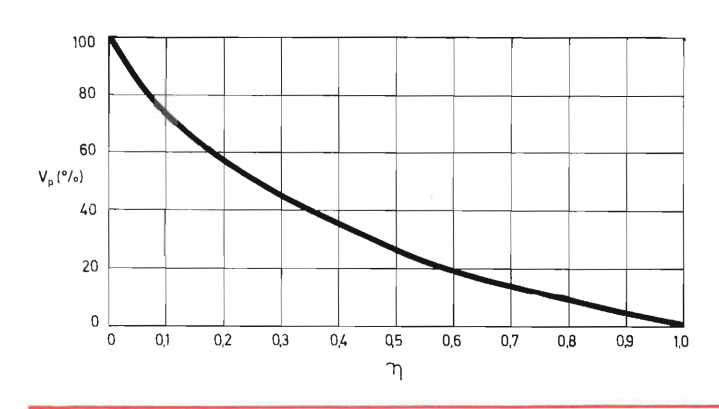


Figura 24. Porcentaje de sobreimpulso V_p para $0 \leqslant \eta \leqslant 1{,}0$.

El valor máximo de v_0 se produce cuando:

$$t = \frac{(\pi - \phi)}{\omega_n \,.\, \sqrt{(1 - \eta^2)}} \,. \qquad (5)$$

y sustituyendo este valor en la ecuación 4 se obtiene:

$$V_{o(\text{máx})} = V\left[1 + \frac{1}{\sqrt{(1-\eta^2)}} \,.\, \exp\left\{(\pi - \text{arc sin}\,\eta) \times \times \left(-\frac{\eta}{\sqrt{(1-\eta^2)}}\right)\right\}\right]$$

La tensión de pico, V_p, puede expresarse en forma de sobreimpulso porcentual de la tensión aplicada, V:

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{(1-\eta^2)}} \,.\, \exp\left\{(\pi - \text{arc sin}\,\eta) \times \times \left(-\frac{\eta}{\sqrt{(1-\eta^2)}}\right)\right\} \times 100\,\%$$

La figura 24 muestra los valores de V_p en función de η.

Debe emplearse siempre la inductancia en serie total de entrada para calcular el valor de la resistencia de amortiguamiento, en la cual se incluirá la inductancia de dispersión de los transformadores de entrada, así como la de la línea y la correspondiente a la bobina de reactancia.

Tensión de filtrado de salida en función del factor de calidad de la bobina de reactancia

Si el valor de la impedancia de la bobina de reactancia o de la red de alimentación, representadas en la figura 1 por la componente de pérdidas $R1$, no es despreciable con respecto a $R2$, habrá que realizar otros cálculos. Para simplificar el resultado, sólo consideraremos el caso en el que el circuito está amortiguado totalmente, es decir, cuando $\eta = 0{,}5$. En este caso:

$$\eta = \frac{(R_1 + R_2)}{2\omega L_1}.$$

Puede demostrarse, con los métodos normales de análisis de circuitos, que la tensión instantánea viene dada por la fórmula:

$$v_o = V\left(\frac{\omega t}{Q} + 1\right)\left\{1 - \exp(-\omega t)\right\}, \qquad (6)$$

en la cual:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{(L_1 C_1)}}, \quad \text{y} \quad Q = \frac{\omega L_1}{R_1};$$

siendo Q el factor de calidad de la bobina de reactancia. La ecuación 6 ha sido resuelta para una serie de valores de Q y los resultados obtenidos están representados gráficamente en la figura 25.

Se observa en esta figura que para bobinas de reactancia con un factor de calidad Q superior a 8 hay muy poca variación en el crecimiento de la tensión o valor máximo de dV/dt, pero si dicho factor es inferior a 2, la forma de la curva se modifica considerablemente.

Este gráfico indica también la necesidad de una clara definición de dV/dt, ya que su valor máximo no se producirá siempre para $t = 0$, es decir, en el instante inicial.

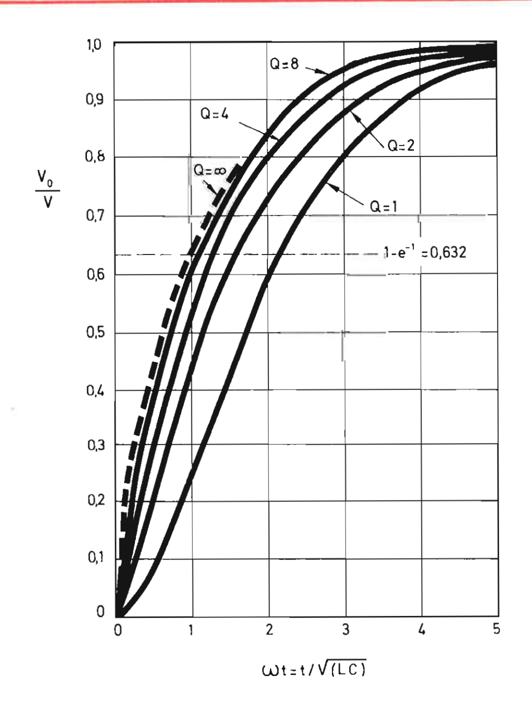


Figura 25. Soluciones de la ecuación 6 para $Q = 1$, 2, 4, 8 y ∞

Asimismo debe recordarse que los tiristores pueden resistir usualmente valores de dV/dt muy superiores cuando la tensión es reducida, de manera que un índice medio de crecimiento del 63,2 % proporcionará una indicación realista del comportamiento del circuito. Este nivel está indicado en la figura 25 y representa un factor de mejora igual a 2 entre circuitos similares, en los que el factor Q de la bobina de reactancia es igual o superior a la unidad. Puede ser posible, por consiguiente, introducir útiles economías en el circuito haciendo intervenir intencionadamente pérdidas de alta frecuencia en la bobina de reactancia en serie y reduciendo consecuentemente el tamaño del condensador en derivación o el de la inductancia de la bobina de reactancia necesarios para conseguir un valor medio dado de dV/dt.

dV/dt en función del factor de calidad de la bobina de reactancia

Diferenciando la ecuación 6, se obtiene:

$$\frac{dV_o}{dt} = \omega V\left(\frac{\omega t - 1}{Q} + 1\right)\exp(-\omega t).$$

Para valores de $Q \geqslant 2$, el valor máximo real de esta expresión se produce cuando $\omega t = 0$. Cuando $Q = 1$, el valor máximo de dV_0/dt se produce en el instante en que $\omega t = 1$.

En el caso general, en el que $Q \geqslant 2$:

$$\left(\frac{dV_o}{dt}\right)_{\text{máx}} = \omega V\left(1 - \frac{1}{Q}\right)$$

y en el caso particular en el que $Q = 1$:

$$\left(\frac{dV_o}{dt}\right)_{\text{máx}} = 0{,}368\ \omega V.$$

En la figura 26 se han trazado dos curvas con los valores de (dV_0/dt)máx para una tensión de alimentación con un valor de cresta de 340 V, una inductancia de 500 μH y una capacidad de 4 μF, todo ello con el circuito amortiguado críticamente. No hay valores para $Q < 1$, ya que en tales casos el circuito resultaría sobreamortiguado y la condición límite no sería válida. Este gráfico demuestra claramente que se obtiene una considerable ventaja utilizando una bobina de reactancia con grandes pérdidas y también que para $Q > 5$ las pérdidas pueden despreciarse, como primera aproximación, sin que por ello deje de ser válido el análisis, por lo menos

para circuitos con componentes cuyos valores son de este orden.

Hasta ahora hemos hablado siempre del valor máximo de dV/dt. Sin embargo, puede también referirse el crecimiento de la tensión a la constante de tiempo aparente del circuito, es decir, al tiempo invertido por la tensión de salida en alcanzar el 63,2 % de su valor final. Las mismas constantes del circuito proporcionan ahora una segunda serie de valores para $(dV_0/dt)_{AV}$, como se ve en la figura 26. En este caso, la diferencia entre los dos métodos utilizados para definir dV/dt es tanto más evidente cuanto más elevado es el valor de Q. La elección de uno u otro método dependerá del método empleado para especificar el máximo valor permisible de dV/dt para el tiristor.

En la figura 27 están representados algunos resultados obtenidos, todos ellos con bobinas de reactancia de núcleo de hierro para la corriente máxima de línea. La curva A puede ser comparada con las teóricas X e Y, poniéndose de manifiesto las dificultades asociadas con la resolución teórica del problema. Por ejemplo, se observa que la bobina de reactancia de 780 μH (A) tiene un factor de calidad Q igual aproximadamente a 2, con una frecuencia determinada por un condensador de 1 μF, y un factor Q aproximadamente igual a 5 cuando la capacidad del condensador aumenta hasta 6 μF. Como las bobinas de reactancia fueron diseñadas para utilizarlas

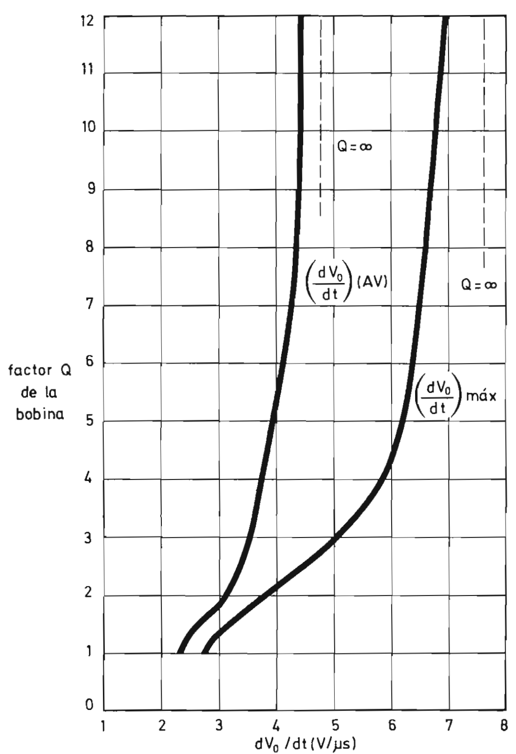


Figura 26. Valores de dV_0/dt para un circuito amortiguado críticamente con una tensión de alimentación de cresta de 340 V, una inductancia de 500 μH y un condensador de 4 μF.

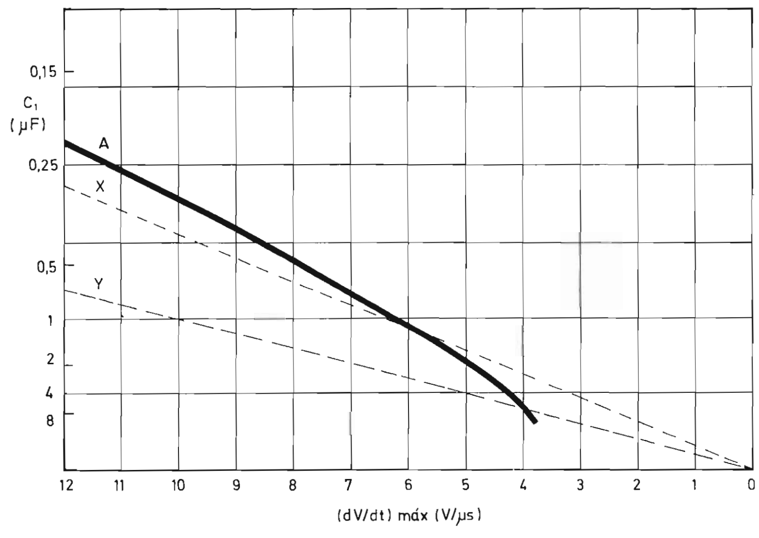


Figura 27. Valores medidos de (dV/dt)máximo para bobinas de inductancia de núcleo de hierro calculados para corriente de línea total (trazo continuo) comparados con valores teóricos (línea a trazos).

Curva	Inductancia (μH)	Resistencia (Ω)	Valores nominales (A)	Factor Q
A*	780	22	36	–
X	780	22	–	2
Y	780	22	–	5

* circuito casi amortiguado críticamente.

con una frecuencia de 50 Hz, son estas condiciones de trabajo las que deben esperarse, y en realidad pueden obtenerse fácilmente, ya que pueden utilizarse condensadores relativamente pequeños para lograr un valor determinado de dV/dt. En cambio, a no ser que se disponga de una considerable cantidad de información acerca de las pérdidas en la bobina de reactancia en frecuencias elevadas, es muy difícil predecir el comportamiento de un determinado circuito con suficiente precisión.

Es posible –y, en algunos casos, deseable– utilizar bobinas de núcleo de aire, cuyo comportamiento puede conocerse con más exactitud, pero las pérdidas en alta frecuencia serán menores y deberá emplearse un condensador de más capacidad. Como consecuencia, tanto el condensador como la bobina de reactancia serán ciertamente más caros.

Supresión de transitorios en función de su amplitud y duración

El filtro de inductancia-capacidad de entrada del puente tiene un doble propósito: reduce el factor dV/dt en el cebado y la amplitud de los fenómenos transitorios de tensión fortuitos que pueden producirse en la red de alimentación.

Si el factor máximo de crecimiento de la tensión de salida del filtro es conocido en función de la tensión de cresta aplicada, el tiempo invertido en alcanzar un determinado nivel de tensión puede ser fácilmente calculado. Puede establecerse así la relación entre la tensión transitoria de pico, la duración del fenómeno transitorio y la tensión de salida.

En un circuito dado, amortiguado críticamente:

$$\left(\frac{dV_o}{dt}\right)_{máx} = \omega V\left(1 - \frac{1}{Q}\right),$$

en donde:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{(L_1 C_1)}},$$

siendo Q el factor de calidad de la bobina de reactancia en serie y V el valor de cresta de la tensión de alimentación V_{WM}.

En la mayoría de los circuitos de entrada $Q \gg 1$, de manera que:

$$\left(\frac{dV_o}{dt}\right)_{máx} \simeq \omega V.$$

Si se aplica una tensión transitoria de amplitud V y duración τ, la tensión máxima de salida viene dada por:

$$\left(\frac{dV_o}{dt}\right)_{max} = \omega V \quad \text{o} \quad V_o = \omega V \tau.$$

En la práctica será necesario mantener el valor de V_0 por debajo de un cierto valor máximo, de modo que el valor de cresta de la tensión de alimentación más V_0 es siempre inferior a la tensión directa de ruptura del tiristor. Con una alimentación monofásica de 240 V, es normalmente satisfactorio utilizar tiristores de 600 V (cuya capacidad de bloqueo directo es de 700 V). Si se permite un aumento de un 10 % en la tensión de alimentación, el valor de cresta se convierte entonces en 375 V, de manera que la tensión transitoria máxima posible sería de 225 V. Para dejar un margen de seguridad, se toma como límite máximo de la tensión transitoria de entrada al puente el valor de 200 V, es decir: $V_{0(máx)} \leqslant 200$ V. Por tanto,

$$\omega V \tau \leqslant 200,$$

y, si se conoce ω:

$$V\tau \leqslant 200/\omega.$$

Por consiguiente, en cualquier circuito monofásico se puede calcular el producto máximo permisible de la ten-

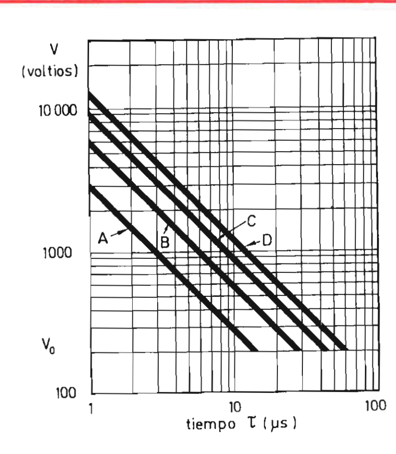


Figura 28. Producto entre la máxima tensión posible de pico transitoria y tiempo para circuitos monofásicos con tiristores de 600 V.

Curva	Inductancia (μH)	Capacidad (μF)	Factor Q
A	50	4	∞
B	200	4	∞
C	500	4	∞
D	500	4	5

sión de pico por el tiempo. En la figura 28 se indican algunos resultados obtenidos.

CIRCUITOS TRIFASICOS

Todo lo que hemos dicho en la parte precedente sobre los sistemas monofásicos, se aplica también a los trifásicos, particularmente cuando la red supresora está conectada entre cada línea y el neutro común. Usualmente, en un sistema trifásico se permite una variación más pronunciada de la tensión. La tensión de cresta de la alimentación de 440 V aumentada en un 10 % es igual a 685 V, de manera que si se emplean tiristores de 1200 V podrá permitirse una tensión transitoria de hasta 500 V. Es decir:

$$V\tau \leqslant 500/\omega.$$

En la figura 29 se indican algunas soluciones típicas.

Cuando no se dispone de neutro, los circuitos de supresión de entrada pueden ser conectados entre línea y línea, siendo este sistema equivalente al utilizado en los circuitos monofásicos entre líneas. Se recomienda, no obstante, que –en los sistemas trifásicos– se conecten los circuitos supresores entre cada línea y el neutro siempre que sea posible, a pesar de que los resultados obtenidos conectándolos entre las líneas son casi similares a los que proporcionan los sistemas monofásicos citados.

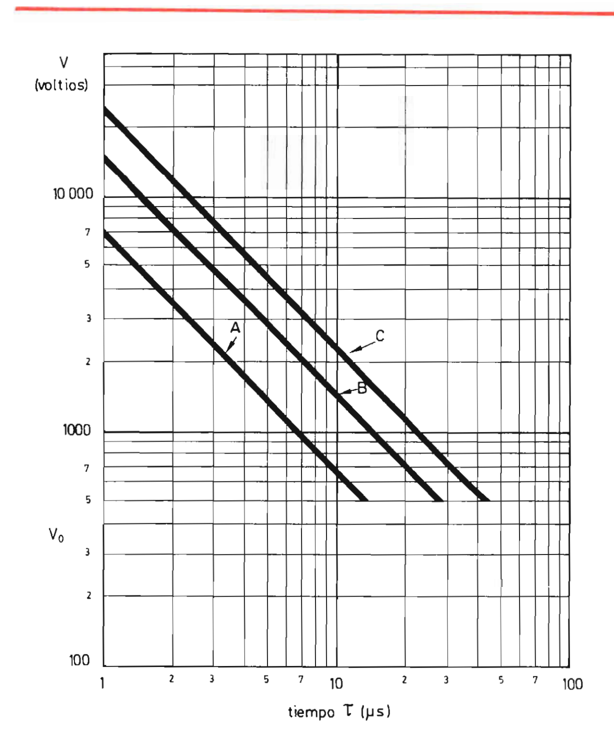


Figura 29. Producto entre la máxima tensión admisible de pico transitoria y tiempo para circuitos trifásicos de 440 V con tiristores de 1200 V.

Curva	Inductancia (μH)	Capacidad (μF)	Factor Q
A	50	4	∞
B	200	4	∞
C	500	4	∞

DIODOS DE REFERENCIA DE GRAN ESTABILIDAD: SERIES **1N821** Y **BZX90**

Los diodos de referencia de tensión de las series 1N821 y BZX90 pueden substituir a las pilas patrón en los equipos de medida. La tensión de referencia de la serie 1N821 es de 6,2 V ±5% y la de la serie BZX90 es de 6,5 V ±5%. La serie 1N821 consta de cinco tipos clasificados según la máxima variación de su tensión de referencia en función de la temperatura. La serie BZX90 está clasificada de modo parecido, pero además tiene coeficientes de temperatura definidos. Los dos tipos trabajan con una corriente de referencia de 7,5 ±0,01 mA, y van montados en cápsulas DO-35. En este artículo se describen su construcción y funcionamiento y se comparan sus propiedades con las de las pilas patrón. Se consideran así mismo varios circuitos estabilizadores, cuyas características se dan en términos de variaciones de la tensión de salida y de la corriente de entrada en función de variaciones de la temperatura.

DIODOS DE REFERENCIA DE TENSION: SERIES BZX90 Y 1N821

Construcción

Ambos tipos de diodos se fabrican aplicando una técnica de plaqueta múltiple y son idénticos en cuanto a su construcción. Se presentan en cápsulas DO-35 que contienen dos diodos en plaquetas separadas conectadas según muestra la figura 1. Una de las plaquetas, con una tensión de referencia de unos 5,5 V y un coeficiente de temperatura positivo, funciona en sentido inverso, y la otra plaqueta, con coeficiente de temperatura negativo, funciona en sentido directo. De este modo, los coeficientes de temperatura de las plaquetas se compensan entre sí y se obtiene un coeficiente de temperatura resultante muy pequeño.

Con este tipo de construcción, el coeficiente de temperatura depende de la corriente de referencia y, por consiguiente, es necesario mantener la corriente de referencia dentro de los límites pequeños (±10 μA) para garantizar el trabajo dentro del margen especificado del coeficiente de temperatura pequeño.

Variaciones de la tensión en función de la temperatura

Todos los diodos de referencia se caracterizan por el hecho de que, para un tipo dado, la máxima variación de la tensión ΔV_{REF}, se mantiene dentro de dos límites. (La variación de tensión se refiere a la tensión para una temperatura fija.) La figura 2 muestra la máxima variación de tensión en función de la temperatura (referida a $-55\ ^{\circ}$C) para la serie 1N821.

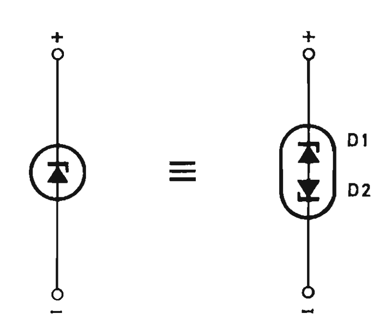


Figura 1. Estructura de los diodos de las series 1N821 y BZX90

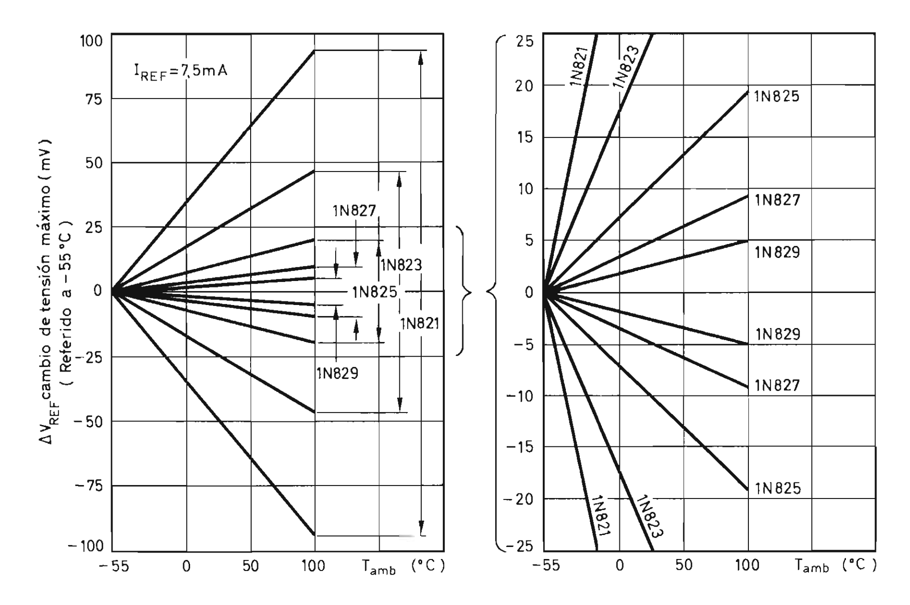


Figura 2. Máximas variaciones de la tensión de referencia en función de la temperatura ambiente para diodos de la serie 1N821. La parte señalada con una llave en la figura de la izquierda se representa a escala ampliada en la figura de la derecha.

Hay que subrayar que en la figura 2 el único criterio adoptado es la variación de la tensión en función de la temperatura. No se han tenido en cuenta las posibles variaciones en el coeficiente de la temperatura entre los dos límites. Por tanto, los diodos de la serie 1N821 sólo están garantizados para no sobrepasar las máximas variaciones de temperatura especificadas. En cambio, la serie BZX90, además de tener los mismos límites de ΔV_{REF} que la serie 1N821, también tiene límites para el coeficiente de temperatura en todas las temperaturas del margen de trabajo. Por consiguiente, para aplicaciones que exijan un control severo de la variación de tensión y de la velocidad de variación de tensión en función de la temperatura, deberán utilizarse los diodos de la serie BZX90.

Serie 1N821

La serie 1N821 consta de cinco tipos clasificados de acuerdo con su máxima variación de tensión con la temperatura. A diferencia de la serie BZX90, el coeficiente de temperatura para una determinada temperatura fijada no se garantiza. La tabla 1 indica la máxima variación de tensión para cada tipo.

Más adelante examinamos el comportamiento de cada tipo en comparación con el de las pilas patrón.

Serie BZX90

La serie BZX90 consta de cinco tipos ordenados de acuerdo con sus coeficientes de temperatura. El coefi-

TABLA 1

Variaciones de tensión para los diodos de la serie 1N821 a 7,5 mA

	Variación total de la tensión (mV) −55 a +100°C
1N821	±96mV
1N823	±48mV
1N825	±19mV
1N827	± 9mV
1N829	± 5mV

TABLA 2

Coeficientes de temperatura de los diodos de la serie BZX90 para 7,5 mA expresados en diferentes unidades

	Coeficiente de temperatura		
	%/°C	μV/°C	p.p.m./°C
BZX90	0,01	650	100
BZX91	0,005	325	50
BZX92	0,002	130	20
BZX93	0,001	65	10
BZX94	0,0005	32,5	5

ciente de temperatura se puede expresar de tres modos distintos: %/°C, µV/°C y p.p.m./°C. Para facilitar la comparación se indican los valores relativos en estas tres unidades en la tabla 2.

El rendimiento de cada tipo, comparado con el de las pilas patrón, se examina más adelante.

Funcionamiento

La estructura de los diodos de referencia de tensión de las series BZX90 o 1N821 se representa en la figura 1. Si la tensión entre los dos terminales aumenta por encima de cero, ambos diodos comienzan a conducir y la corriente aumenta hasta que el diodo polarizado en sentido inverso, *D*1, alcanza la condición de avalancha. Puesto que *D*2 conduce en sentido directo, la tensión entre extremos del conjunto aumenta con la corriente. Por lo tanto, es necesario que los diodos trabajen con un control muy estricto de la corriente y de la temperatura. El valor aconsejable de la corriente es de 7,5 ± 0,01 mA. Para mantener un gradiente de temperatura constante y pequeño es necesario montar el diodo en un ambiente de temperatura controlado. Puede utilizarse un orificio abierto en un bloque de cobre o de aluminio, aunque para mayor estabilidad la temperatura del bloque ha de ser controlada mediante un circuito estabilizador de la temperatura.

COMPARACION CON LAS PILAS PATRON

El comportamiento de las pilas patrón es bien conocido. Sin embargo, éstas tienen los siguientes inconvenientes:

1) no se puede obtener corriente de carga,
2) no pueden cortocircuitarse sin peligro,
3) son frágiles,
4) las pilas patrón saturadas tienen buena estabilidad con el tiempo, pero tienen coeficientes de temperatura pequeños; por tanto, han de trabajar en un ambiente de temperatura constante cuya variación de temperatura no sea mayor que ± 0,1 °C, y
5) las pilas patrón no saturadas tienen un amplio margen de temperatura de trabajo (10 a 40 °C), pero no presentan muy buena estabilidad con el tiempo.

Todas las pilas patrón se han de utilizar en circuitos detectores de cero e idealmente no ha de tomarse corriente de ellas. En cambio, los generadores de referencia con semiconductores, por ejemplo de las series BZX90 y 1N821, pueden hacerse trabajar y pueden suministrar pequeñas corrientes.

Tensión de referencia

Existen dos factores principales que pueden alterar la tensión de referencia de cualquier dispositivo de referencia de gran calidad, sea una pila patrón o un diodo semiconductor de referencia. Esos factores son el coeficiente de temperatura y la impedancia interna.

La influencia del coeficiente de temperatura se puede eliminar haciendo trabajar el generador de tensión de referencia en un ambiente de temperatura constante.

Una gran impedancia interna produce variaciones de la tensión de referencia en función de las variaciones de la corriente que pasa a través del dispositivo. Esta influencia se puede eliminar:

1) manteniendo la corriente de referencia que pasa a través del dispositivo a un nivel constante, como se requiere para los diodos de referencia, y
2) haciendo que no pase corriente a través del dispositivo; es decir, utilizando un método de detector de cero.

Sin embargo, cuando es importante disponer de cierto margen de trabajo, deben emplearse dispositivos con mínima impedancia interna. En la tabla 3 se dan valores comparativos para los diodos de las series BZX90 y 1N821 y para pilas patrón.

SENCILLO ESTABILIZADOR DE TEMPERATURA PARA DIODOS DE REFERENCIA DE TENSION

A fin de minimizar la influencia de las variaciones de temperatura en la tensión de referencia de un diodo de referencia de tensión es necesario que el diodo esté montado en un ambiente de temperatura controlada. La figura 3 muestra un sencillo estabilizador de temperatura de potencia pequeña que funciona con una alimentación comprendida entre 8 y 16 V. Este circuito puede ser empleado para controlar la temperatura de un pequeño bloque de metal en el cual se monta el diodo de referencia. En la figura 3 los tres resistores, *R*1, *R*2 y *R*3, y un termistor *R*4 se conectan en forma de puente. El termistor se fija a un pequeño bloque de cobre o aluminio que actúa como bloque de montaje para el dispositivo cuya temperatura se ha de controlar. La tensión de puente desequilibrado, que depende de la temperatura del termistor y, por tanto, del bloque, se aplica a los terminales de entrada de señal de un amplificador operacional TBA221.

El amplificador funciona en lazo abierto y actúa como un comparador de tensión con histéresis muy baja. Conecta y desconecta la corriente de colector de un transistor BD132 según la temperatura del bloque sea infe-

TABLA 3

Comparación entre los diodos de referencia de tensión de las series BZX90 y 1N821, y las pilas patrón.

	Tensión de salida (V)	Coeficiente de temperatura (p.p.m./°C)	Variación total de tensión (mV)	Margen de temperatura de trabajo	Aplicación
pila patrón saturada	1,01850 a 1,01870	-50		<0,1 °C (entre -10 y +40 °C)	Sólo circuitos de referencia de tensión cero
pila patrón no saturada	1,0180 a 1,0200	5		4 a 40 °C	
BZX90 BZX91 BZX92 BZX93 BZX94	6,5 ±5 %	±100 ± 50 ± 20 ± 10 ± 5	No aplicable	-55 a +100 °C	Referencia de corriente o tensión; se puede cargar o cortocircuitar
1N821 1N823 1N825 1N827 1N829	6,2 ±5 %	No aplicable	±96 ±48 ±19 ± 9 ± 5	-55 a +100 °C	Referencia de corriente o tensión; se puede cargar o cortocircuitar

rior o superior al valor deseado. Por razones de sencillez y debido a que la potencia requerida es pequeña, el propio transistor se utiliza como calefactor y está unido al bloque lo más cerca posible del termistor. Esto es necesario para reducir la resistencia térmica entre el transistor y el termistor a un valor pequeño y mantener así la temperatura del bloque a su valor correcto.

Los resistores $R1$ y $R2$ son iguales debido a que es necesario que la tensión media en los terminales de entrada del amplificador operacional TBA221 sea igual a la mitad de la tensión de alimentación. De modo parecido, $R3$ es igual a la resistencia del termistor para la temperatura del bloque necesaria. Además, a fin de minimizar las consecuencias de la corriente offset de entrada del

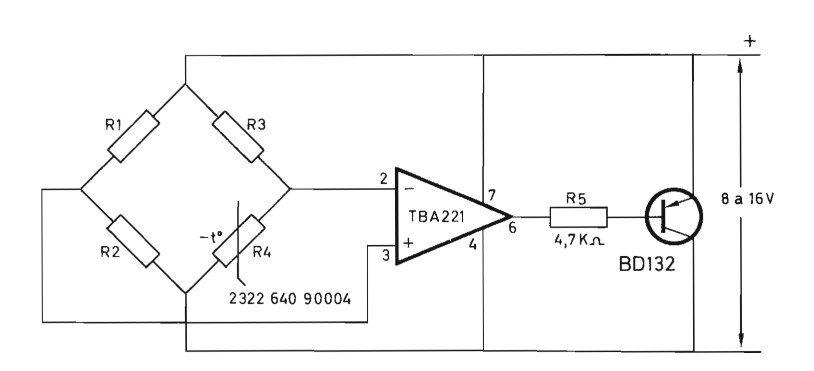


Figura 3. Circuito estabilizador de temperatura

TBA221, las resistencias de las dos ramas del puente son iguales. La resistencia del termistor a 70 °C es igual a 2,2 kΩ. Así pues, en un circuito diseñado para una temperatura bloque de 70 °C, $R1$, $R2$ y $R3$ han de tener un valor igual a 2,2 kΩ. El resistor $R5$ limita la corriente de base del transistor BD132 a unos 3 mA para una tensión de alimentación de 15 V. En estas condiciones, la ganancia de corriente del BD132 se sitúa entre 40 y 235, y la corriente del colector varía entre 120 y 705 mA.

Un único tornillo basta para fijar la cápsula TO–126 del transistor BD132 al bloque. La resistencia térmica resultante entre el colector y el bloque es entonces igual a 7 °C/W. La máxima temperatura de la unión del BD132 es de 125 °C, y si la disipación media en el transistor se limita a 5 W, entonces la máxima temperatura del bloque admisible es de

$$\begin{aligned} T_b &= 125-5\times7°C \\ &= 125-35°C \\ &= 90°C. \end{aligned}$$

Si es necesario aislamiento entre el colector y el bloque, puede conseguirse por medio de un disco delgado de mica colocado entre el transistor y el bloque. Sin embargo, esto aumenta la resistencia térmica entre el bloque y la base de montaje del transistor y da por resultado una reducción de la máxima temperatura del bloque para una disipación media dada.

Montaje

La figura 4 representa un montaje del bloque, transistor y termistor para estabilizar la temperatura de un diodo de referencia de tensión. El diodo está alojado en un orificio taladrado en el bloque, y el espacio entre la cápsula del diodo y el bloque se rellena con grasa de radiador a fin de minimizar la resistencia térmica entre el bloque y el diodo. El transistor y el termistor se fijan al bloque por medio de una placa y un solo tornillo de 3 mm a través de un orificio roscado.

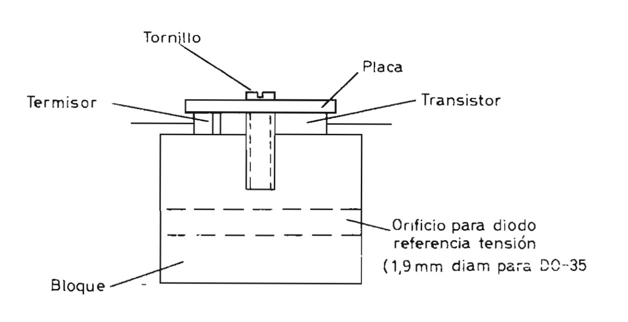


Figura 4. Un posible montaje del bloque, transistor y termistor

A fin de reducir el tiempo necesario para calentar el bloque y de minimizar a la vez la potencia necesaria para mantener su temperatura de trabajo, es necesario hacer que las pérdidas de calor del bloque sean lo más pequeñas posibles. Esto se puede conseguir de varios modos; uno de ellos consiste en colocar el bloque en una caja de espuma de polistireno.

Rendimiento

La figura 5 muestra la variación de la temperatura en el bloque en función de la temperatura ambiente (curva 1) y de la tensión de alimentación (curva 2). Estos resultados indican que el cambio de temperatura del bloque es inferior a 0,5 °C para una variación de la temperatura ambiente de 0 a 40 °C, o para un cambio de la tensión de alimentación de 8 a 16 V.

CIRCUITOS DE REFERENCIA DE TENSION CON LA SERIE BZX90

Para conseguir una tensión de referencia constante con un diodo de la serie BZX90, la corriente de trabajo del diodo I_{REF} se ha de mantener a 7,5 ± 0,01 mA. El montaje básico adecuado para el generador de corriente se representa en la figura 6. El método más sencillo para suministrar la corriente de trabajo necesaria consiste en emplear un resistor R_S en serie con la alimentación, como se indica en la figura 7. Sin embargo, en este montaje la variación de la tensión de referencia en función de la tensión de alimentación es grande, y por ello en tres de los cuatro circuitos descritos se aplicarán otros métodos para la obtención de una corriente constante.

En cada uno de los cuatro circuitos se emplean los diodos BZX92 para simplificar la comparación. Para un coeficiente de temperatura inferior, se pueden substituir por un diodo BZX93 o BZX94; para un circuito más barato, es posible utilizar un diodo BZX90 o BZX91. Los mismos valores de los componentes del circuito son adecuados para cualquier tipo de diodo que se emplee. (Los diodos de las series 1N821 también pueden ser utilizados en estos circuitos siempre y cuando se realicen unos pequeños cambios en los valores de los componentes, de acuerdo con la diferencia de la tensión de salida.)

Las características del circuito se comparan para una variación del ± 10% de la tensión de alimentación, dentro de un margen de temperatura de 25 a 100 °C.

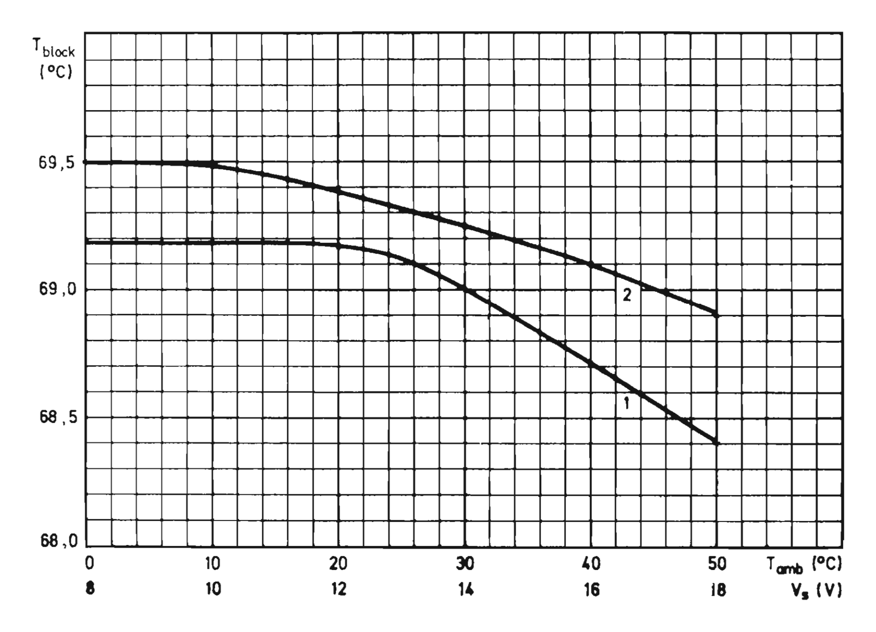


Figura 5. Variación de la temperatura del bloque en función de la temperatura ambiente (curva 1) y de la tensión de alimentación (curva 2)

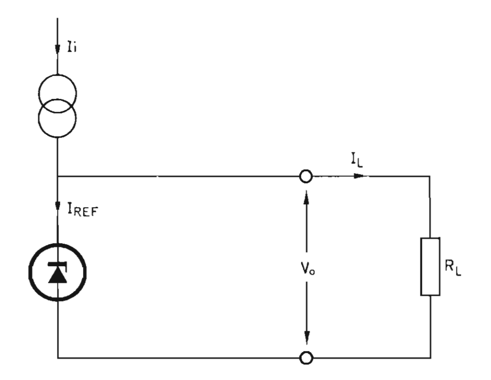


Figura 6. Circuito básico de referencia de tensión

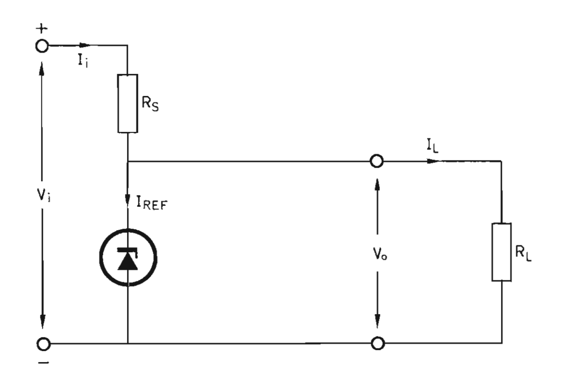


Figura 7. Circuito con resistor que actúa como generador de corriente

Para conseguir la precisión necesaria y asegurar una base de comparación, las medidas de tensión y de corriente se hicieron con una resolución de 10 μV y 1 μA respectivamente, y la temperatura se controló para ±0,1 °C.

CIRCUITO BASICO

La ecuación básica que expresa las variaciones de la tensión de salida de un circuito estabilizador en función de la tensión de entrada, corriente de carga y temperatura es la siguiente:

$$dV_o = \left(\frac{\partial V_o}{\partial V_i}\right) dV_i + \left(\frac{\partial V_o}{\partial I_L}\right) dI_L + \left(\frac{\partial V_o}{\partial T}\right) dT, \qquad (1)$$

donde V_o es la tensión de salida; V_i, la tensión de entrada; I_L, la corriente de carga, y T, la temperatura. La ecuación (1) se puede escribir de la siguiente forma:

$$dV_o = S\, dV_i + r_o\, dI_L + S_Z dT, \qquad (2)$$

donde S es el factor de estabilización; r_o, la resistencia de salida, y S_Z, el coeficiente de temperatura.

El circuito estabilizador que se representa en la figura 7 permite expresar S y r_o en función de los valores

de los componentes. De esta forma:

$$S = \frac{1}{1 + \frac{R_S}{r_{REF}} + \frac{R_S}{R_L}}, \quad (3)$$

donde r_{REF} es la resistencia dinámica del diodo para una determinada corriente I_{REF}, y

$$r_o = \frac{r_{REF} R_S}{r_{REF} + R_S}, \quad (4)$$

suponiendo que los coeficientes de temperatura de R_S y R_L puedan despreciarse.

Cálculo de la variación de la tensión de salida

Si se emplea un diodo de referencia de la serie BZX90 en el circuito representado en la figura 7, la tensión de entrada adecuada es igual a 22 V. En los siguientes cálculos se ha supuesto que esa tensión varía en un ±10% , y por tanto

$$dV_i = 4{,}4V.$$

Para mantener constante la corriente del diodo en ±10 μA para una variación de la corriente de carga del ±10% , la corriente de carga ha de ser igual a 100 μA. Este valor se obtiene si R_L es igual a 68 kΩ. En estas condiciones

$$dI_L = 20\mu A.$$

Puesto que $I_L \ll I_i$, corriente de entrada, para una corriente de diodo de 7,5 mA, el valor de R_S vendrá dado por

$$R_S = \frac{V_i - V_o}{I_i}.$$

Es decir,

$$R_S = \frac{22 - 6{,}5}{7{,}5 \times 10^{-3}}$$
$$= 2{,}07 k\Omega.$$

Estos valores se muestran en la figura 8.

La máxima resistencia dinámica de un diodo BZX92 para 7,5 mA es igual a 15Ω, y la máxima variación de la tensión de referencia en función de la temperatura en un margen de 25 a 100 °C es, según la tabla 3, igual a 75 x 20 x 10^{-6} x 6,5 V, o sea, 9,75 mV.

Si se substituyen estos valores en las ecuaciones (2), (3) y (4), prescindiendo de los coeficientes de temperatura de R_S y R_L, la variación total de tensión de salida será:

$$dV_o = [(7{,}2 \times 10^{-3} \times 4{,}4) - (14{,}8 \times 20 \times 10^{-6}) + (9{,}75 \times 10^{-3})]V,$$

es decir,

$$dV_o = (0{,}0317 - 0{,}000296 + 0{,}00975)V,$$
$$= 41{,}7mV. \quad (5)$$

Por tanto, la máxima variación total de V_o es de 42 mV si la tensión de entrada y la corriente de carga varían en un ±10% en el margen de 25 a 100 °C.

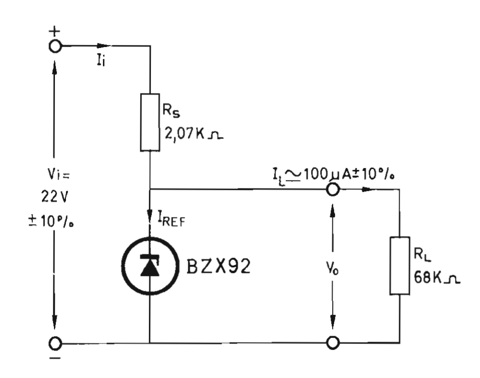


Figura 8. Circuito con indicación de los valores calculados

TABLA 4

Variación total de la tensión de salida en un circuito básico para corriente de carga de 100 μA ±10%

Tipo	dV_O(mV) a 100 μA ± 10%
BZX90	80,7
BZX91	56,4
BZX92	41,7
BZX93	36,9
BZX94	34,4

Si la tensión de entrada se mantiene constante, entonces, para una variación de la corriente de carga del ±10% en el margen de temperatura de 25 a 100 °C, el cambio de la tensión de salida es sólo de 9,9 mV.

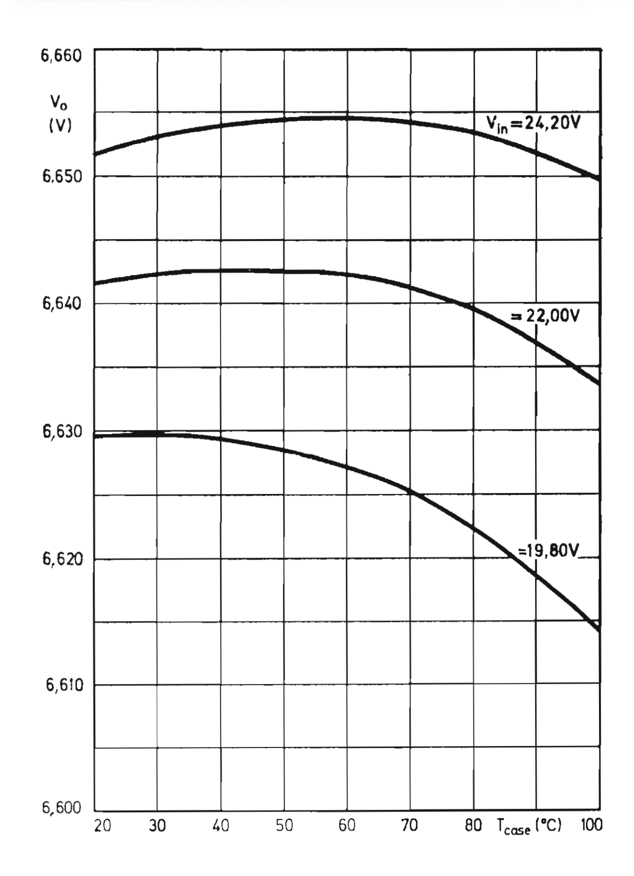


Figura 9a. Tensión de salida en función de la temperatura para tres valores de la tensión de entrada en el circuito de la fig. 8

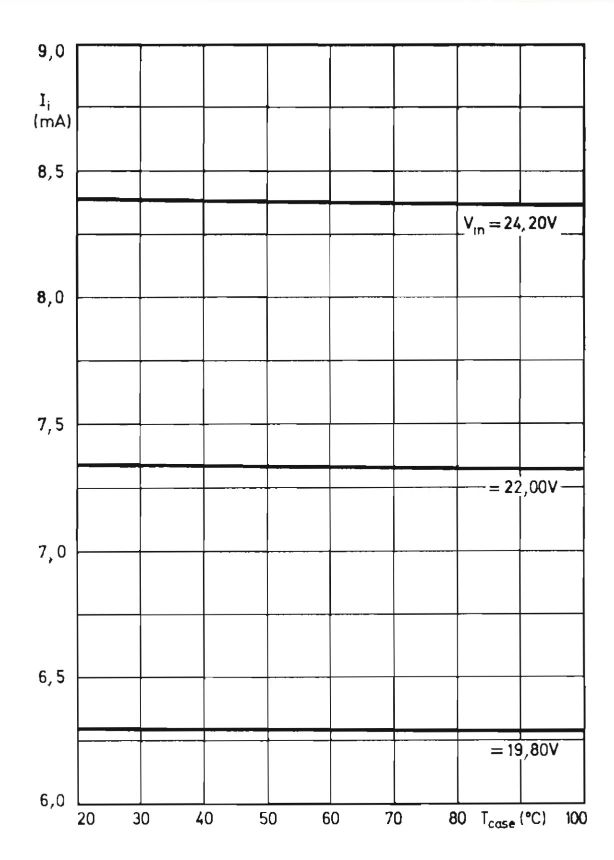


Figura 9b. Corriente de entrada en función de la temperatura para tres valores de la tensión de entrada en el circuito de la fig. 8

Diodos con distintos coeficientes de temperatura

Si en el circuito representado en la figura 8 se utiliza un diodo BZX90, BZX91, BZX93 o BZX94, la variación total de la tensión de salida será diferente, pero esta diferencia es sólo la que resulta de distintos coeficientes de temperatura de los diodos (los demás valores del circuito se mantienen iguales) Los cambios totales calculados en la tensión de salida para una corriente de carga de 100 μA ±10% para los cinco tipos mencionados, en el margen de temperatura de 25 a 100 °C, se indican en la tabla 4.

Características

Las características medidas del circuito que emplea un diodo BZX92, para una variación de la tensión de entrada del ±10% y un margen de temperatura ambiente de 25 a 100 °C se muestran en las figuras 9a y 9b.

La resistencia de 2,07 kΩ se obtiene conectando un resistor de 3,3 kΩ y otro de 5,6 kΩ en paralelo. Estos resistores han de ser de pequeña tolerancia, con coeficientes de temperatura bajos y reducido envejecimiento. Se recomiendan los resistores de película metálica del tipo MR30.

La mayor parte de la variación de la tensión de salida es resultado de la variación de la tensión de entrada, como se muestra claramente en las figuras 9a y 9b. Por consiguiente, poco importa que se utilice un diodo de referencia de tensión de gran estabilidad en el circuito básico, a menos que la tensión de entrada esté ya bien regulada. El circuito se incluye principalmente para fines de comparación.

CIRCUITO CON PREESTABILIZACION DE TENSION

Si en el circuito básico de la figura 7 se dispone de una tensión de entrada estabilizada se reducen notable-

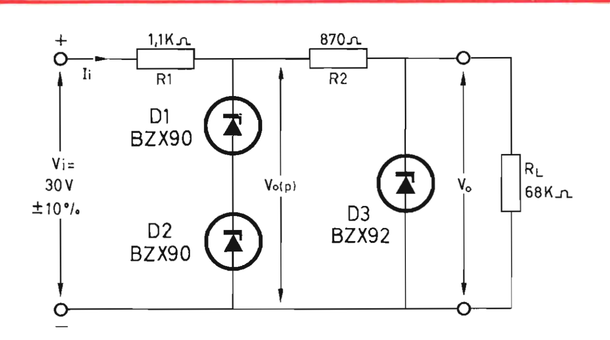


Figura 10. Circuito con preestabilización

mente las variaciones de la tensión de salida debidas a las variaciones de la tensión de entrada. En la figura 10 se representa un sencillo circuito con preestabilización.

Aunque se pueden emplear dos diodos de la serie BZY88 para obtener una tensión preestabilizada de 13 V, se consigue un coeficiente de temperatura menor si se utilizan dos diodos BZX90 que trabajen con la corriente de 7,5 mA aconsejada. Con una tensión de entrada de 30 V ±10%, los valores necesarios de $R1$ y $R2$ son iguales a 1,1 kΩ y 870Ω, respectivamente. El último se puede obtener conectando un resistor de 6,8 kΩ y otro de 1 kΩ en paralelo.

La tensión de salida de la etapa preestabilizada $V_{O(p)}$ ha de ser grande para que el valor de $R2$ pueda ser lo mayor posible. Además, la impedancia de salida de la etapa de preestabilización ha de ser lo más pequeña posible a fin de reducir los cambios en $V_{O(p)}$ derivados de las variaciones de la corriente que atraviesa los diodos $D1$ y $D2$. Estas condiciones están en contradicción con la necesidad de una tensión de entrada y una baja disipación en los diodos y resistores $R1$ y $R2$ de preestabilización. Los valores elegidos para el circuito representado en la figura 10 constituyen un buen compromiso.

El factor de estabilización S_p de la etapa de preestabilización viene dado por la siguiente fórmula:

$$S_p = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{r_{REF(1)} + r_{REF(2)}} + \frac{R_1}{R_2 + r_{REF(3)}}},$$

donde $r_{REF(1)}$, $r_{REF(2)}$ y $r_{REF(3)}$ son las resistencias dinámicas de los diodos $D1, D2$ y $D3$, respectivamente. Para los valores del circuito representado y si 10Ω es el valor de $r_{REF(1)}$, $r_{REF(2)}$ y $r_{REF(3)}$, tendremos

$$S_p = 1{,}7 \times 10^{-2}.$$

Por consiguiente, el cambio de la tensión en los diodos $D1$ y $D2$ debido a un cambio de 6 V de la tensión de entrada, viene dado por:

$$dV_{o(p)} = 6 \times 1{,}7 \times 10^{-2}\text{V}, \\ = 102\text{mV}.$$

La parte derecha del circuito es similar a la del circuito representado en la figura 7 con $V_{O(p)}$ como tensión de entrada V_i, y $R2$ como R_S. Analizando la figura 7, veremos que la variación de la tensión en el diodo de referencia es de 1,06 mV para una variación de 102 mV de $V_{O(p)}$. Por tanto, el cambio de la tensión en el diodo de referencia $D3$ es sólo de 1,06 mV para un cambio de 6 V de la tensión de entrada.

Características

Las figuras 11a y 11b muestran las características del circuito representado en la figura 10 para tensiones de entrada de 27, 30 y 33 V en un margen de temperatura ambiente de 25 a 100 °C. En comparación con el cir-

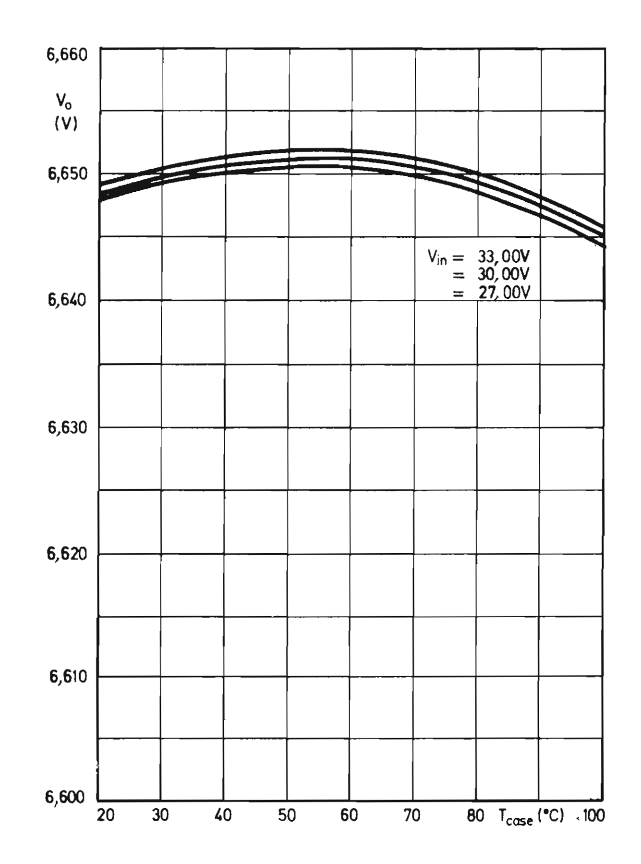


Figura 11a. Tensión de salida en función de la temperatura para tres valores de la tensión de entrada en el circuito de la fig. 10

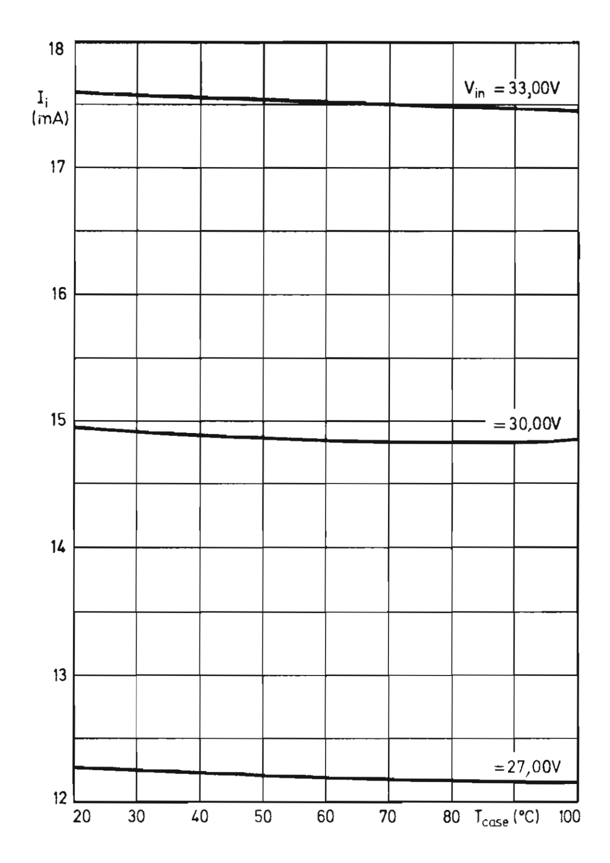


Figura 11b. Corriente de entrada en función de la temperatura para tres valores de la tensión de entrada en el circuito de la fig. 10

cuito básico, se ha conseguido una reducción notable en el cambio de la tensión de salida que resulta de un cambio de la tensión de entrada.

CIRCUITO CON GENERADOR DE CORRIENTE CONSTANTE

No siempre resulta conveniente un circuito con preestabilización de tensión, puesto que se requiere una elevada tensión de entrada para conseguir un pequeño factor de estabilización. Una de las alternativas consiste en utilizar un generador de corriente constante de dos terminales para estabilizar la corriente de entrada. Esto exige una tensión de entrada más baja que la de un preestabilizador de tensión.

En el circuito que se representa en la figura 12, se suministra una corriente constante de 7,6 mA al diodo de referencia $D2$ y a la carga. El diodo regulador de tensión $D1$, el transistor $TR1$ y los resistores $R1$ y $R2$ constituyen el generador de corriente constante. La tensión V_Z entre extremos de $D1$ es mucho mayor que la tensión de base-emisor del transistor y, por consiguiente, la corriente que pasa a través del resistor de emisor de $R2$ es aproximadamente igual a $V_Z/R2$, y además es independiente de la tensión de entrada. El resistor $R1$ proporciona la corriente de trabajo para $D1$ (aproximadamente, 1 mA). Esta corriente es casi proporcional a la tensión de entrada, y, aunque V_Z depende muy poco de la corriente, los cambios en V_Z en función de los que experimenta la tensión de entrada influyen en la corriente suministrada.

En el apartado siguiente se describe un circuito que tiene mejores características.

CIRCUITO CON GENERADOR DE CORRIENTE CONSTANTE COMPLEMENTARIO

Si el resistor $R1$ del circuito representado en la figura 12 se substituye por un circuito de corriente constante similar al constituido por $TR1$, $D1$ y $R2$, se obtiene un circuito complementario de corriente constante. Este circuito se representa en la figura 13.

El transistor $TR1$, el diodo $D2$ y el resistor $R1$ proporcionan una corriente constante a $D1$, mientras que $TR2$, $D1$ y $R2$ proporcionan una corriente constante a $D2$. Cada uno de los transistores controla la corriente que pasa a través del diodo asociado con el otro transistor. El circuito forma un generador de corriente constante muy estable que puede ser conectado en serie con la carga ($D3$ en paralelo con R_L) y que no requiere ninguna conexión de alimentación adicional.

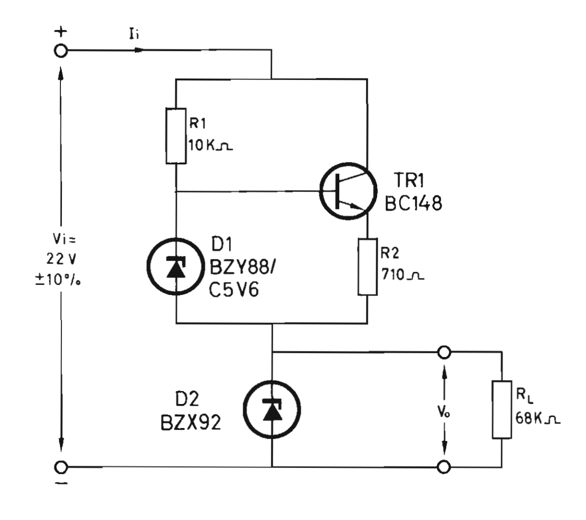


Figura 12. Circuito con generador de corriente constante

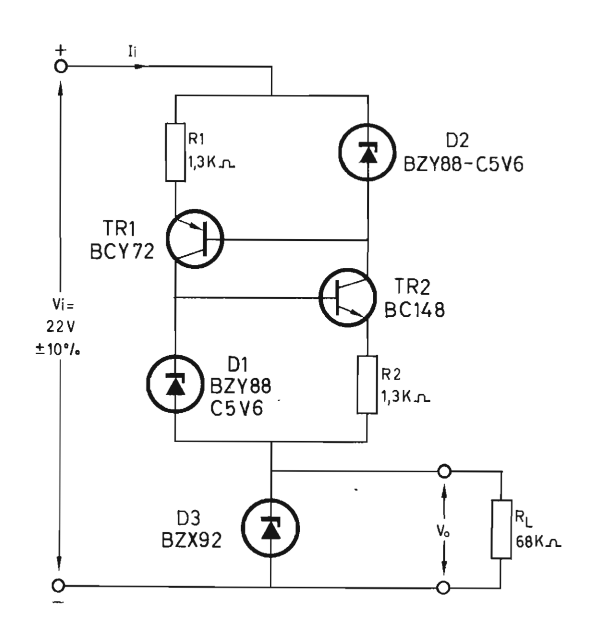


Figura 13. Circuito con generador complementario de corriente constante

En este circuito pasa igual corriente (3,8 mA) a través de cada uno de los diodos reguladores de tensión. El valor de esta corriente requiere la utilización de diodos BZX90 en lugar de diodos BZY88.

La mínima tensión necesaria para excitar este circuito de corriente constante es igual a la suma de las tensiones entre extremos de $D1$ y $D3$ y la pequeña tensión en los transistores, necesaria para evitar la saturación y suficiente ganancia de corriente. Con los componentes representados en la figura 13 se necesita una tensión de unos 12 V como mínimo. Por tanto, para una caída de tensión de 6,5 V en el diodo de referencia, la mínima tensión de entrada V_i es de 18,5 V.

La máxima tensión de entrada depende de los máximos valores nominales de la tensión de colector-emisor de los transistores. Con los tipos representados, el menor es el del BC148 (20 V). Por tanto, si se admite el cortocircuito a través de la carga, el máximo valor admisible de V_i será igual a la máxima tensión admisible a través del circuito de corriente constante, es decir, 30 V. Este límite se puede ampliar utilizando transistores con valores nominales de tensión más elevados. Por ejemplo, si el $TR2$ es un transistor BCY71, y $TR1$, un transistor BC147, el margen admisible de la tensión de entrada es de 18,5 a 55 V. Se puede emplear cualquier tensión comprendida dentro de estos límites y generalmente no se necesita ninguna alimentación especial.

Características

Los datos del circuito representado en la figura 13, para una variación del ±10% de la tensión de entrada en un margen de temperatura ambiente de 25 a 100 °C, se muestran en las figuras 14a y 14b. Se obtuvieron valores similares para las tres tensiones de entrada, demostrándose que la corriente de entrada es casi independiente de la tensión de entrada.

CIRCUITO CON GENERADOR DE CORRIENTE CONSTANTE QUE EMPLEA TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO

En el circuito representado en la figura 15, el generador de corriente constante se forma con un transistor de efecto de campo BFW10 autopolarizado mediante un resistor de surtidor $R1$ ajustado para dar la corriente total adecuada de 7,6 mA.

En el transistor BFW10, la dispersión de I_{DSS} es de 8 a 20 mA y, para una corriente de 7,6 mA, la tensión necesaria entre puerta y surtidor se encuentra entre − 0,1 V y − 3 V, con un valor típico de − 1,2 V. Por tanto, el valor de $R1$ se encuentra entre 13,2Ω y 395Ω, con un valor típico de 158Ω. Si no es posible hallar un resistor ajustable de estabilidad suficientemente elevada, se aconseja que el valor adecuado de $R1$ se determine para cada transistor de efecto de campo y que se emplee un resistor fijo de elevada estabilidad.

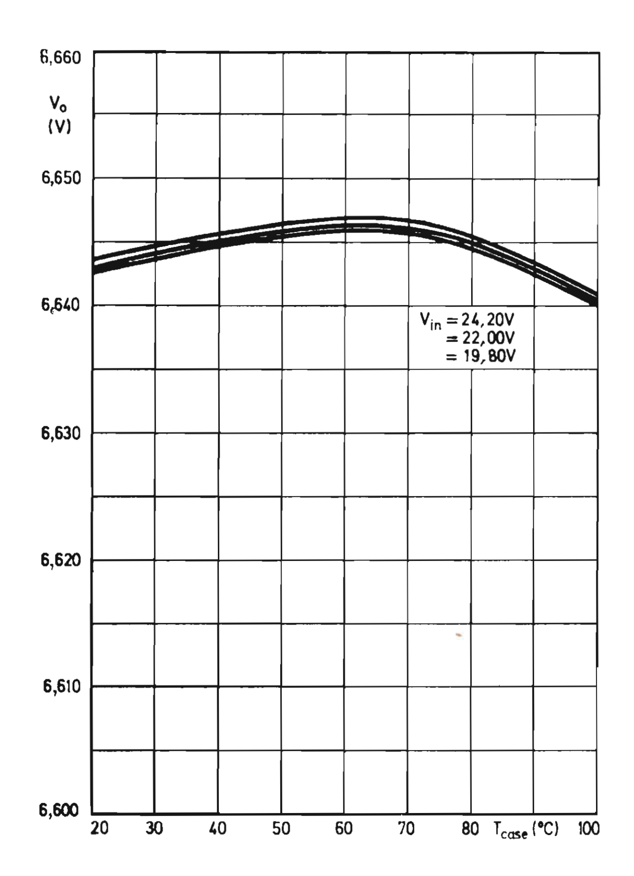
Características

Las figuras 16a y 16b muestran las características del circuito representado en la figura 15, con un transistor de efecto de campo que requiera un valor de $R1$ de 200Ω para una variación del ±10% de la tensión de entrada en un margen de temperatura ambiente de 25 a 100 °C.

ESTABILIZADOR COMO GENERADOR DE REFERENCIA DE TENSION

En la figura 17 se representa otra de las aplicaciones de los diodos de la serie BZX90; en este caso se utiliza un estabilizador como generador de referencia de tensión. El resistor de carga tiene un potenciómetro de gran estabilidad para obtener las distintas tensiones necesarias. Para fines de calibración se puede obtener cualquier tensión comprendida entre 0 y 6 V.

El resistor preajustado $R1$ compensa la dispersión de tensión del diodo de referencia $D1$, dispersión que para la serie BZX90 es de 6,2 a 6,8 V. De este modo la ten-



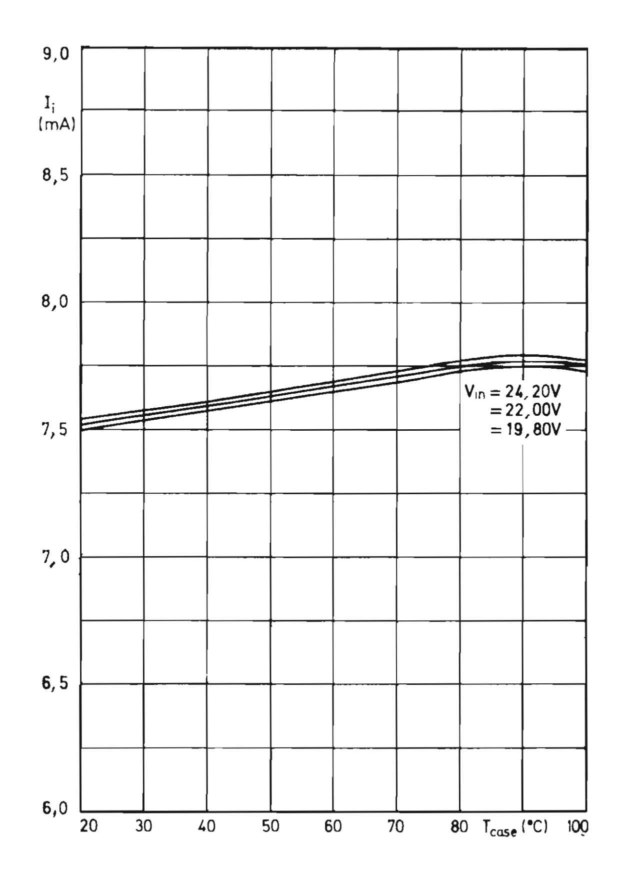


Figura 14a. Tensión de salida en función de la temperatura para tres valores de la tensión de entrada en el circuito de la fig. 13

Figura 14b. Corriente de entrada en función de la temperatura para tres valores de la tensión de entrada en el circuito de la fig. 13

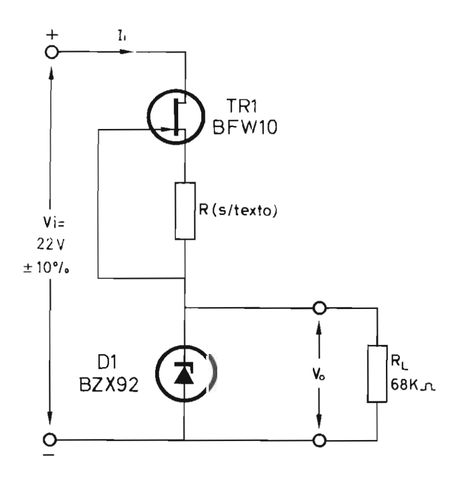


Figura 15. Circuito con generador de corriente constante con transistor de efecto de campo.

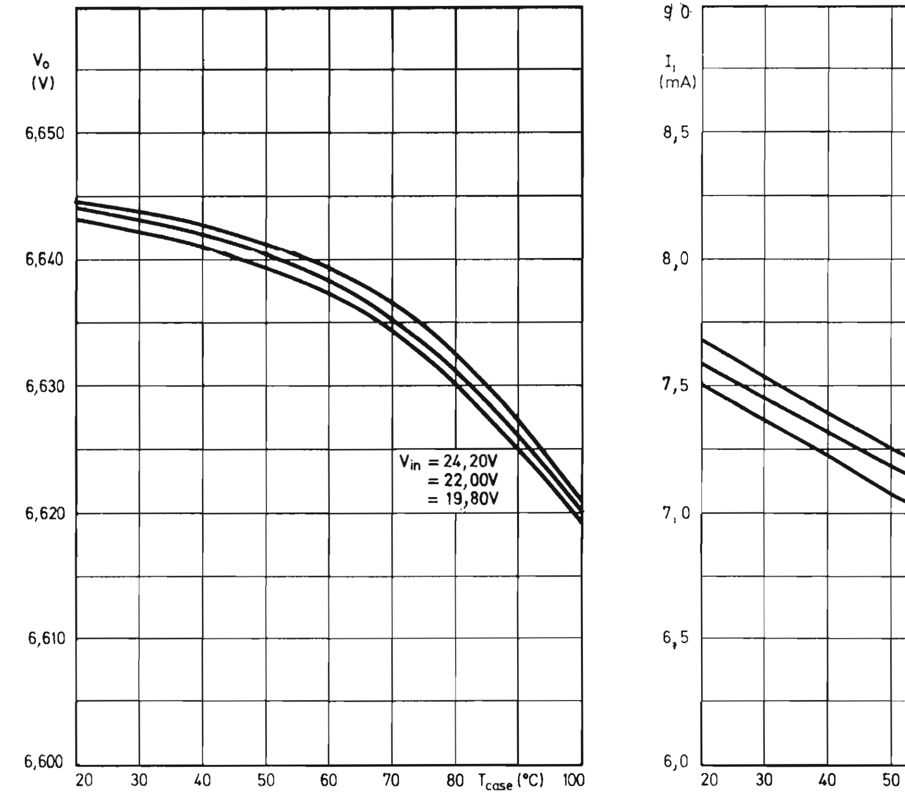


Figura 16a. Tensión de salida en función de la temperatura para tres valores de la tensión de entrada en el circuito de la fig. 15

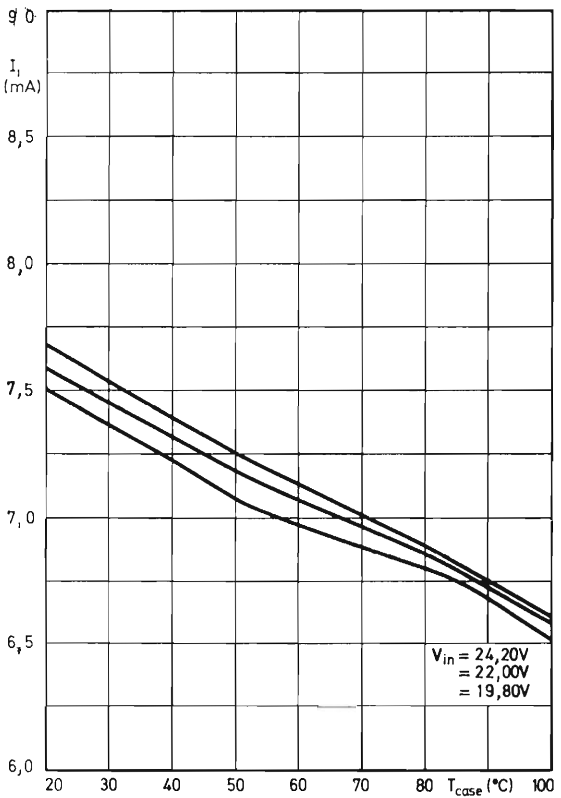


Figura 16b. Corriente de entrada en función de la temperatura para tres valores de la tensión de entrada en el circuito de la fig. 15

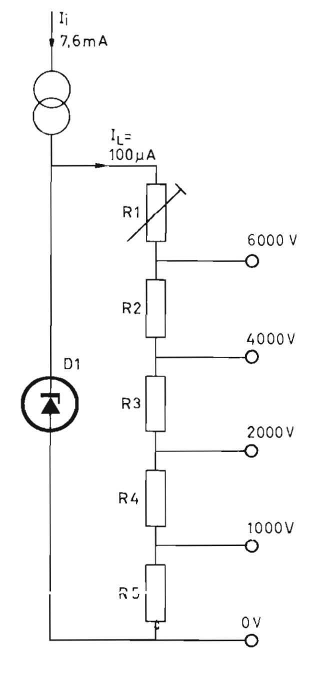


Figura 17. Circuito de referencia con múltiples niveles de tensión de salida.

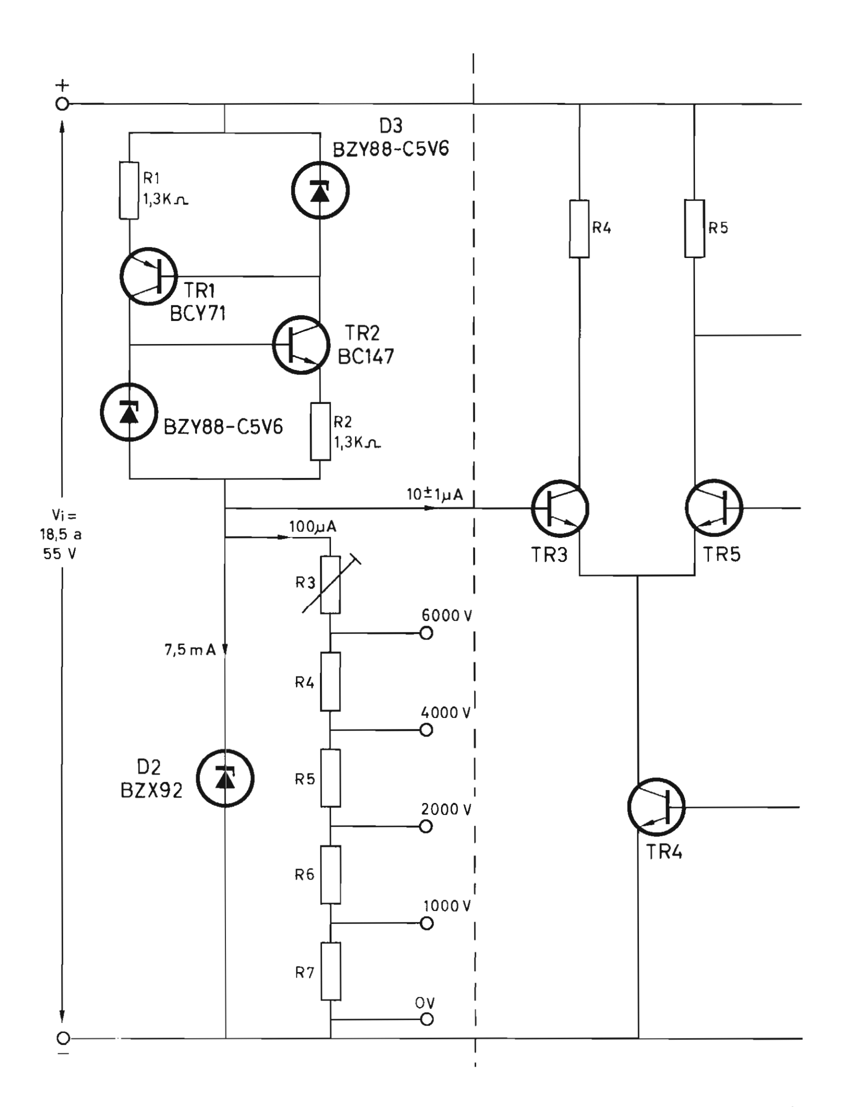


Figura 18. Circuito utilizado como generador de tensión de referencia y como fuente de alimentación estabilizada

sión de referencia puede ajustarse exactamente para cualquier diodo de la serie.

Para mejorar la estabilidad de temperatura, todo el circuito se puede alojar en un receptáculo de temperatura constante. Un generador de referencia de tensión múltiple como el representado en la figura 17 puede ser construido con una estabilidad de temperatura igual a la de una pila patrón no saturada.

El circuito representado en la figura 17 se puede incorporar a instrumentos electrónicos tales como voltímetros digitales y fuentes de alimentación de precisión.

Circuito práctico

La figura 18 representa el circuito de un estabilizador utilizado no sólo como generador de referencia, sino también como fuente de alimentación estabilizada. Este circuito se puede incorporar a cualquier circuito de alimentación cuya tensión de entrada esté comprendida entre 18,5 y 55 V. La estabilidad de temperatura de una fuente de alimentación de precisión que emplee el circuito representado es igual a la estabilidad del diodo de referencia *D*2.

CONSIDERACIONES SOBRE CONTROLES ELECTRONICOS: SISTEMAS NO LINEALES

Se describen dos casos particulares de sistemas no lineales: sistemas que poseen una no linealidad independiente de la frecuencia y sistemas de regulación adaptable. A través de estos casos examinados de práctica utilidad se ponen de manifiesto no sólo los principios generales de los sistemas no lineales sino también su reducibilidad a criterios de orden práctico.

LINEALIDAD Y NO LINEALIDAD

Una definición de la no linealidad de los *sistemas dinámicos* y, por consiguiente, de los sistemas representables por medio de ecuaciones diferenciales ordinarias, puede obtenerse clasificando matemáticamente dichas ecuaciones.

Con respecto a su estructura, pueden clasificarse en:

a) ecuaciones diferenciales con coeficientes constantes;

b) ecuaciones diferenciales con coeficientes variables en función del tiempo;

c) ecuaciones diferenciales con coeficientes variables en función de la variable dependiente y eventualmente de sus derivadas, y

d) ecuaciones diferenciales con relaciones no lineales entre la variable y sus derivadas.

En la técnica se usan frecuentemente las siguientes denominaciones correspondientes:

a) sistemas lineales;

b) sistemas con parámetros variables en función del tiempo;

c) sistemas con parámetros no lineales, y

d) sistemas estructuralmente no lineales.

La clase *b*, que pertenece matemáticamente a la familia lineal, suele ser considerada en la práctica como sistema no lineal.

Con respecto al comportamiento de los sistemas dinámicos, se observa que, como consecuencia de su representabilidad por medio de ecuaciones diferenciales ordinarias, presentan los siguientes fenómenos:

- existencia de estados transitorios y de régimen;
- influencia de las condiciones iniciales sobre las soluciones, y
- posibilidad de oscilaciones.

Tales fenómenos adoptan aspectos muy diversos en las dos categorías de sistemas lineales y no lineales.

Un rápido examen formal de una ecuación diferencial ordinaria con coeficientes constantes pone de manifiesto que para los *sistemas lineales* resultan adecuados los siguientes hechos característicos:

- el efecto es proporcional a la causa, pudiendo tenerse en cuenta la superposición de efectos;
- la forma de onda resultante, en período transitorio o en período de régimen, depende sólo de la forma de la solicitación y no de su amplitud;
- la respuesta a una solicitación cualquiera se puede obtener por medio de la respuesta a ciertas solicitaciones características (por ejemplo, por medio de la respuesta a un impulso);
- la respuesta es siempre una combinación lineal de los términos $e^{\lambda_i t}$ y $t^{n-1} \cdot e^{\lambda_j t}$;
- la respuesta a una solicitación armónica depende solamente de las frecuencias de dicha solicitación;
- el sistema sólo puede oscilar libremente a las frecuencias raíces de la ecuación característica;
- el sistema sólo puede oscilar forzadamente a la frecuencia de solicitación;

– las condiciones iniciales no modifican la respuesta;

– el estado de un sistema lineal disipativo puede variar sólo con continuidad, aunque esto ocurrirá solamente cuando sean también continuas las variaciones de los parámetros del sistema

Muchas de las propiedades que acabamos de exponer no son más, evidentemente, que diversas formas de expresar un mismo fenómeno. Sobre el comportamiento de los *sistemas no lineales* conviene observar que no les son aplicables las superposiciones de los efectos y que su respuesta, en general, no es tipificable.

Con respecto al origen de la no linealidad de un sistema, conviene observar asimismo que puede tener una causa no deseada, como, por ejemplo, el apartamiento de los parámetros de su comportamiento ideal; o también puede ser la inevitable consecuencia de medidas tomadas para obtener un determinado comportamiento, como las saturaciones introducidas por razones de limitación; y puede tener asimismo su origen en el deseo de obtener determinados rendimientos, como en el caso de las compensaciones no lineales.

Los sistemas no lineales constituyen, por consiguiente, una categoría particular, como los sistemas de dos estados y los adaptables a la no linealidad, en los que se basa el principio de funcionamiento.

En el amplio campo de los sistemas no lineales, que podrían definirse también diciendo que son todos los que no satisfacen plenamente la definición de linealidad, consideraremos dos casos particulares: el de los sistemas que poseen una no linealidad independiente de la frecuencia, con una particular consideración a los sistemas de dos estados, y el de los sistemas de regulación adaptable.

Esta seleccion, aparentemente demasiado limitada, está justificada ante todo por la ausencia de métodos generales para el estudio de los sistemas no lineales, los cuales, como hemos indicado anteriormente, pueden ser definidos, por exclusión, partiendo de los sistemas lineales. Además, los dos casos tratados son concretos y de práctica utilidad, capaces de poner en evidencia no tanto la dificultad de la materia como su reducibilidad, en algunos casos, a simples y útiles criterios de utilización.

SISTEMAS DE MANDO CON UNA NO LINEALIDAD

Consideremos un sistema de mando con una salida y una entrada, que tiene, en esta última, una señal de mando sinusoidal.

Si el sistema es lineal, la señal de salida será una sinusoide de la misma frecuencia, siendo independiente su amplitud s de la de la sinusoide e de entrada (ganancia) y su fase con respecto a la de la señal de entrada. Esta ganancia y esta fase no varían al hacerlo la amplitud de la señal de entrada, pero sí, en cambio, al variar su frecuencia. La amplitud de salida s, en función de e, estará representada, por consiguiente, por una línea recta, cuya pendiente será función de la frecuencia.

Recordemos que todo esto está expresado sintéticamente por la función de transferencia, que contiene, aparte de ω, sólo los parámetros del sistema que habíamos supuesto constantes.

Si el sistema no es lineal, aunque se admita que la salida sea periódica, ésta no será ya en general sinusoidal, y podrá contener, además de unas frecuencias superiores a la de entrada (armónicas), también otras inferiores (subarmónicas). Consideremos ahora, de todo el espectro de salida, sólo la sinusoide de frecuencia igual a la de entrada, a la que llamaremos *fundamental,* debiendo tener en cuenta que esta frecuencia no es ahora necesariamente la más baja presente en la salida. Utilizaremos, por consiguiente, esta frecuencia fundamental para analizar el sistema no lineal:

– la ganancia y la fase, además de depender de ω, dependen ahora también de e;

– la característica s, en función de e, ya no es rectilínea.

Es evidente que una situación semejante se presenta complicada, lo mismo si se trata de analizar que de modificar.

Para ello introduzcamos una hipótesis simplificativa, que consiste en poder descomponer el sistema no lineal original G en dos subsistemas (figura 1), uno de ellos, L, lineal y, por consiguiente, con respuesta dependiente de la frecuencia e independiente de la amplitud de la solicitación, y el otro, N, no lineal, con respuesta dependiente de la amplitud pero independiente de la frecuencia.

El problema queda así reducido al análisis del conjunto de los dos sistemas, uno de los cuales, el lineal, considerado aisladamente, no presenta dificultad alguna.

Es preciso, no obstante, tener en cuenta que, así como la ganancia y la fase de un sistema lineal no dependen en absoluto de la amplitud, sino solamente de la pulsación de la solicitación, la ganancia y la fase de un sistema no lineal son independientes de la frecuencia y varían solamente con la amplitud de la solicitación.

Este dualismo sugiere inmediatamente la definición, por analogía con el caso lineal, de un operador complejo $N(e)$, que es función solamente de la amplitud de la señal de entrada, y el cual, aplicado a dicha señal, da en amplitud y fase la frecuencia *fundamental* de la señal de salida correspondiente. Este operador recibe la denomi-

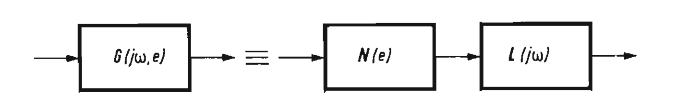


Figura 1. Descomposición de un sistema con una no linealidad independiente de la frecuencia.

nación de *función descriptiva* o *ganancia equivalente.*

Y así como el comportamiento del sub-sistema lineal L está plenamente definido por su *función de transferencia* $L(j\omega)$, independiente de la amplitud, el del sub-sistema no lineal N está definido –con las limitaciones introducidas– por la *función descriptiva* $N(e)$. Por consiguiente, podremos decir que puede definirse también el sistema total por la *función de transferencia generalizada:*

$$G(j\omega, e) = N(e) \, . \, L(j\omega)$$

Es importante observar en este punto que, dada la no linealidad en juego, los dos sub-sistemas L y N de la figura 1 no pueden modificar indiferentemente sus posiciones, ni pueden hacerlo, en el producto que constituye el segundo miembro de la fórmula anterior, las dos expresiones $L(j\omega)$ y $N(e)$.

Consideremos ahora más de cerca la función descriptiva $N(e)$, la cual será, generalmente, un operador complejo, ya que la frecuencia fundamental de salida suele tener una amplitud y una fase diferentes de las de la armónica de entrada. Esto significa que también un sistema no lineal, independiente de la frecuencia, "desfasa" la señal aplicada en función de su amplitud.

Es evidente la importancia de esto en un oscilador o, de cualquier modo, en un sistema de bucle cerrado.

Como la función ordinaria de transferencia, el operador $N(e)$ puede representarse evidentemente por un diagrama polar en el plano complejo. Para esta representación se emplea generalmente el operador:

$$C(e) = -\frac{1}{N(e)},$$

y se le da la denominación de *crítico* al diagrama correspondiente. Este diagrama estará graduado en amplitud, lo mismo que el de transferencia lo está en frecuencia. Se obtiene así un "lugar geométrico de la amplitud", lo mismo que existía ya un lugar geométrico de la frecuencia.

Hagamos ahora una observación sobre la obtención y empleo de la característica $s(e)$ y consideremos como ejemplo un sistema lineal de paso bajo; en este caso se efectúa la llamada medida en c.c. de la citada característica, que se emplea después para definir la no linealidad del sistema.

Este sencillo procedimiento está justificado solamente en el caso de que sean válidas las hipótesis simplificativas que condujeron a la definición de la *función descriptiva,* a la separabilidad de la no linealidad del sistema y a su independencia de la frecuencia.

En la figura 2 se dan las características de dos no linealidades independientes de la frecuencia.

SISTEMAS DE REGULACION AUTOMATICA CON UNA NO LINEALIDAD

Se puede demostrar que los sistemas de regulación automática con un solo elemento no lineal pueden adaptarse a la estructura de la figura 3, constituida por un bloque no lineal, uno lineal y otro de reacción con ganancia igual a la unidad.

Admitimos que sólo se puede considerar la frecuencia fundamental de la señal. La validez de esta hipótesis resulta intuitiva si el bloque lineal es –como ocurre casi siempre en la práctica– de paso bajo, el cual reduce a un valor despreciable la distorsión generada por la no linealidad.

En este caso, efectivamente, si a la entrada del sistema se aplica una señal sinusoidal sin distorsión, también la señal de salida (y, por consiguiente, la reacción) será sin distorsión, a pesar de la presencia del bloque no lineal. La no linealidad resultará de este modo enmascarada por la ausencia de distorsión, aunque su presencia será claramente revelada por las variaciones de la ganancia (en módulo y, eventualmente, en fase) con el nivel de la señal.

Las condiciones de *estabilidad* de un sistema semejante podrán ser analizadas aplicándole el criterio de Nyquist a la función de transferencia generalizada:

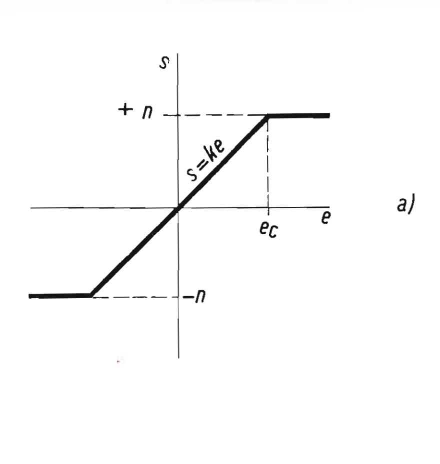
$$G(j\omega, \epsilon) = N(\epsilon) \, . \, L(j\omega),$$

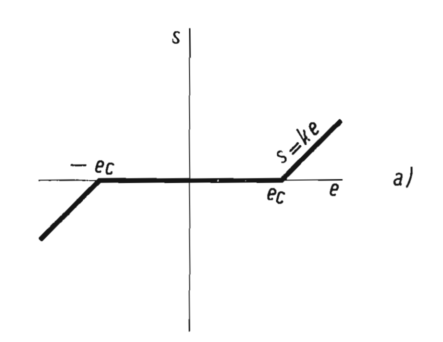
y examinando la posición del diagrama $N(\epsilon) \, . \, L(j\omega)$ con respecto al punto crítico -1, o, lo que es lo mismo, la posición del diagrama de transferencia lineal $L(j\omega)$ con respecto al lugar geométrico de los puntos críticos

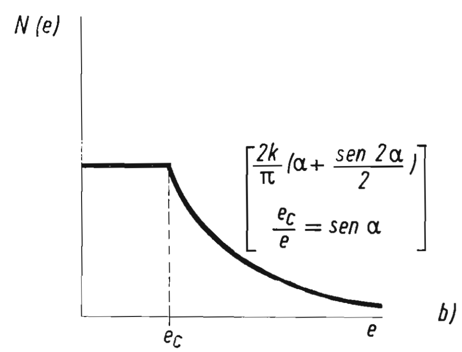
$$C(\epsilon) = -\frac{1}{N(\epsilon)},$$

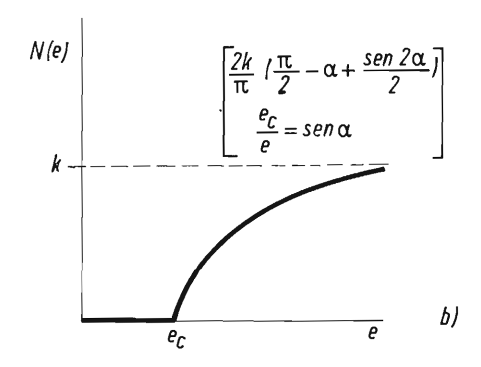
llamado *diagrama crítico.*

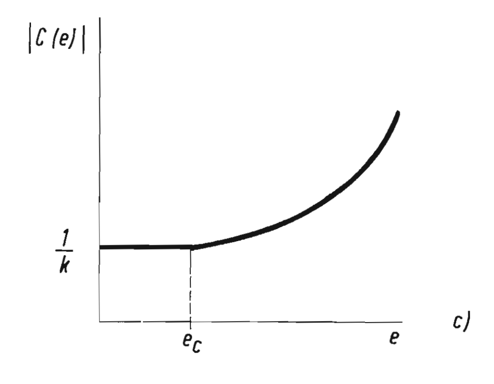
En el caso particular en que se produzca una intersección de los dos diagramas (fig. 4), el sistema es estable para todas las amplitudes correspondientes a los puntos

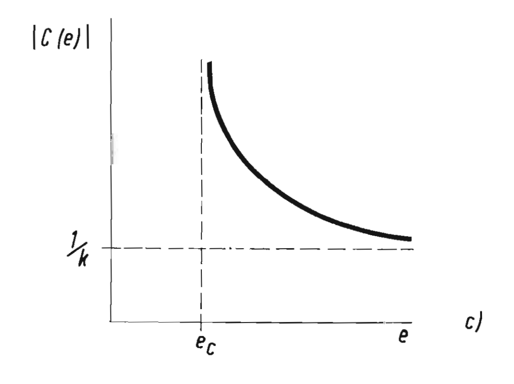


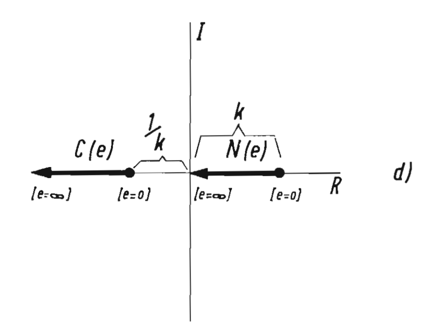












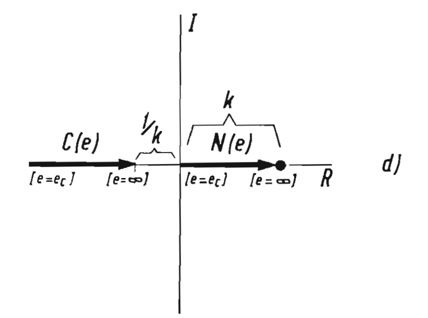


Figura 2. Características de dos no linealidades independientes de la frecuencia.

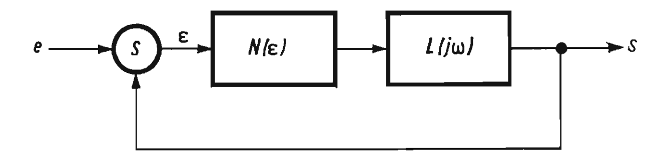


Figura 3. Sistema de regulación automática que contiene un bloque no lineal independiente de la frecuencia.

críticos P_s, que quedan a la izquierda del diagrama $L(j\omega)$, e inestable para los puntos P_i, que quedan a su derecha.

Los puntos de intersección P_0 corresponden a oscilaciones –de pulsación ω y de amplitud *finita* ϵ– llamadas *oscilaciones límite,* que pueden ser estables o inestables.

Para aclarar este fenómeno supondremos que:

- el punto P_i cualquiera que sea su posición en el arco de curva a la derecha del diagrama de transferencia, se alejará siempre del punto P_0'' y tenderá hacia el P'_0 a causa del aumento de ϵ provocado por la inestabilidad admitida;
- el punto P_S'' se alejará siempre de P_0'', a causa de la disminución de ϵ provocada por la estabilidad, y
- el punto P_S' tenderá hacia P'_0 a causa también de la disminución de ϵ.

En resumen, podemos distinguir en el caso considerado:

- una zona estable, para valores de ϵ bastante bajos, donde el sistema, abandonado a sí mismo, llega a un estado de reposo ($\epsilon = 0$);
- una zona inestable, para valores suficientemente elevados de ϵ, pero no demasiado, en la cual el sistema se comporta en una condición de oscilación estable, y
- una zona estable, para valores de ϵ superiores a un cierto valor, en la cual el sistema continúa todavía en condición de oscilación estable.

Existen, pues, sustanciales diferencias entre los sistemas lineales y no lineales, en lo que respecta al fenómeno de la inestabilidad. El sistema no lineal puede ser estable o inestable, según la amplitud de ϵ, es decir, según que puedan subsistir o no oscilaciones permanentes de amplitud finita. Estas oscilaciones pueden a su vez ser estables o inestables.

Abordemos ahora el fenómeno de las oscilaciones forzadas, que adopta en los sistemas no lineales aspectos típicamente característicos, origen casi siempre de notable perplejidad en la práctica.

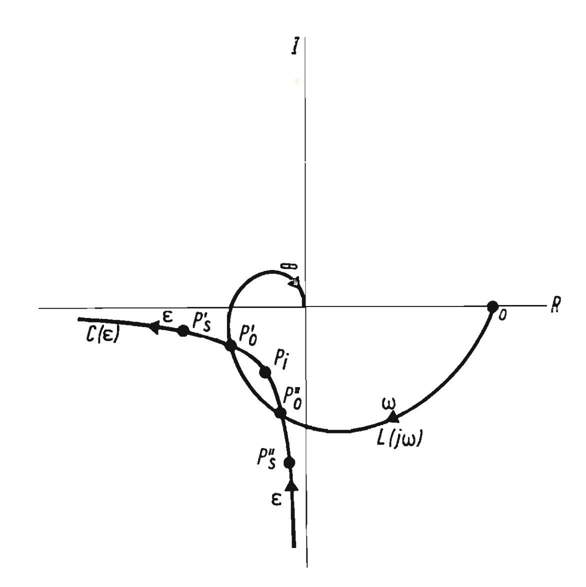


Figura 4. Oscilaciones límite en un sistema que tiene una no linealidad independiente de la frecuencia.

Ya sabemos que en la salida de un sistema lineal sometido a una solicitación armónica forzada pueden estar presentes solamente la frecuencia forzadora y las correspondientes a los modos propios del sistema.

Como hemos dicho, en las mismas condiciones de solicitación, un sistema no lineal puede presentar también en la salida frecuencias armónicas y subarmónicas de la forzadora, pudiendo también aparecer fenómenos de sincronización, salto y arrastre de frecuencia.

El estudio analítico puede realizarse, en el caso del sistema de la figura 3, expresando el error ϵ en función de la señal de entrada y de la función de transferencia generalizada del sistema, es decir, por medio de la fórmula siguiente:

$$\epsilon = \frac{e}{1 + N(\epsilon)\,.\,L(j\omega)},$$

de la cual puede obtenerse una relación entre ϵ y e, función de la pulsación forzadora.

El fenómeno de *sincronización* se verifica cuando la oscilación forzada es posible solamente cuando la solicitación forzadora es superior a un cierto valor de umbral. En este caso, la relación entre ϵ y e adopta la forma representada en la figura 5.

El umbral varía con la frecuencia forzadora y es, en general, tanto menor cuanto más se aproxima esta última a una frecuencia natural del sistema.

Si consideramos ahora una solicitación de frecuencia constante, al variar su amplitud se pueden observar ciertas discontinuidades en la de la oscilación forzada, llamadas *saltos*. En este caso, la relación entre ϵ y e puede adoptar la forma de la figura 6.

transitorios naturales. Su aplicabilidad está limitada por lo general a los sistemas del 2.° orden no forzados.

Si consideramos una ecuación diferencial con coeficientes variables en función de la variable x y de su derivada con respecto al tiempo x', su representación en el

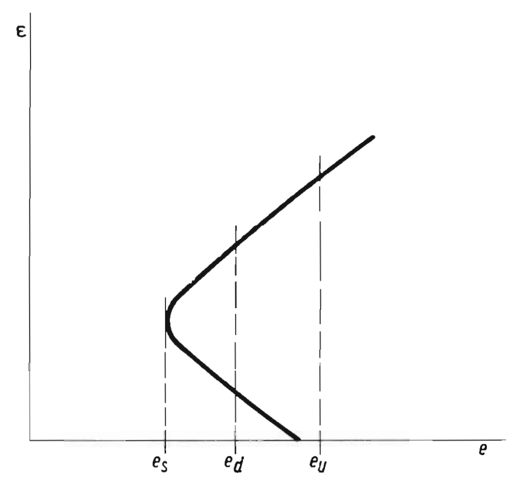


Figura 5. Oscilaciones forzadas en un sistema no lineal: sincronización.

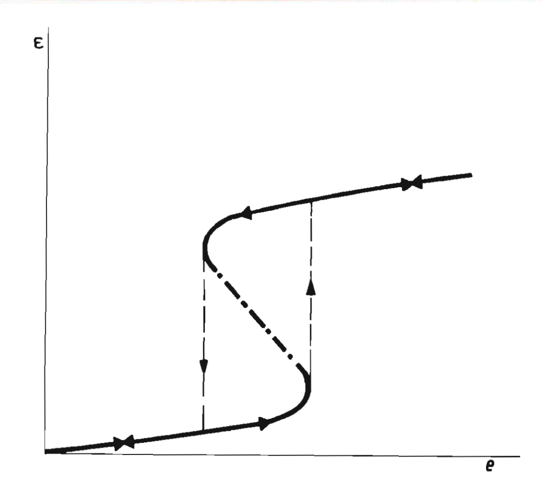


Figura 6. Oscilaciones forzadas en un sistema no lineal: saltos de amplitud.

El *arrastre* se obtiene cuando la frecuencia propia del sistema se modifica por una solicitación forzadora de gran amplitud. Con amplitudes menores se puede verificar un batido entre dos oscilaciones coexistentes: la natural y la forzadora.

El método de la función descriptiva seguido hasta ahora ofrece innegables ventajas, no siendo la menor de ellas la de constituir la más sencilla introducción a los sistemas no lineales. Su aplicabilidad es tanto mejor cuanto más elevado es el orden del sistema (es decir, cuanto mejor "filtra" el órgano lineal); se presta a revelar la existencia de oscilaciones permanentes y a determinar aproximadamente la amplitud y la frecuencia relativas; finalmente, pone constantemente de manifiesto que un sistema no lineal está solicitado siempre simultáneamente en *frecuencia* y *amplitud.*

Sus limitaciones son evidentemente tantas que es preferible reconsiderar las hipótesis originales, no tan abundantes, pero sí muy limitativas.

Particularmente, la hipótesis básica que consiste en despreciar, entre las diversas frecuencias, la fundamental, deja sin valor el método para la determinación de las formas de onda del sistema en períodos transitorios o de régimen.

Para este fin, se ha desarrollado –y viene utilizándose con pleno éxito– el *método del plano de fases,* que se presta además magníficamente al estudio de las oscilaciones permanentes, de la estabilidad y de los fenómenos

plano de fases se obtiene trazando el diagrama de x en función de x'. Esta curva representa la evolución en el tiempo del sistema a partir del punto inicial $x'(0), x(0)$.

En el plano de fases se pueden distinguir varios puntos singulares y trayectorias características.

En los puntos singulares el sistema está en condiciones de equilibrio ($x = x' = 0$); un sistema lineal estable tiene trayectorias convergentes hacia su único punto singular; si el sistema lineal es inestable ocurre lo contrario.

A formas de curva exponenciales con respecto al tiempo les corresponden, en el plano de fases, trayectorias que parten o llegan directamente, desde o a un punto singular llamado, respectivamente, nodo inestable o nodo estable. A formas de curva oscilantes, amortiguadas o crecientes les corresponden trayectorias convergentes o divergentes, en forma de espiral, hacia o desde un punto llamado *foco.* Y a formas de curva oscilantes permanentes les corresponden trayectorias elípticas alrededor de un *centro.*

Un sistema no lineal tiene en general pocos puntos singulares. En este caso particular se obtienen trayectorias cerradas aisladas, llamadas *ciclos límites,* que corresponden a las oscilaciones permanentes, de amplitud y período finitos y constantes.

Como los puntos singulares, también los ciclos límites pueden ser estables o inestables, según que las trayectorias sean convergentes o divergentes.

NÚMEROS ATRASADOS DISPONIBLES

VOLUMEN 8

Número 5. Amplificadores de antena con transistores.- Tubo fluorescente alimentado por batería.- Convertidor 600 Vcc a 20 Vca; 50 Hz; 1,2 kW.- Guitarra estereofónica.

VOLUMEN 9

Número 1. Introducción a la técnica operacional.- Amplificador estereofónico (1 W).- Unidades magnéticas en el Sistema Internacional.

Número 2. Sencillo comprobador de transistores.- Resonadores piezoeléctricos cerámicos.- Diodos rectificadores: estructura y funcionamiento; características y propiedades térmicas.- Amplificador de BF de 2 W.

Número 3. El triac: teoría y aplicaciones.- Diodos rectificadores: carga pulsante.

VOLUMEN 10

Número 3. Convertidor analógico/digital.- Sistema de control de las luces de un coche.- Diodos rectificadores: conexión en serie y en paralelo.- Utilización del contador DCD50.

Número 4. Introducción a la técnica operacional: clases de unidades operacionales.- Convertidores de c.c./c.a.- Sistema de alarma con Norbits de la serie 60.

Número 5. Preamplificadores de audio.- Circuitos rectificadores.- Memoria dinámica de acceso serie con el registro de desplazamiento FDN156 de tecnología MOS.

Número 6. Convertidores de c.c./c.c.- Amplificadores de potencia para BF.- Voltímetro digital.- Mezclador de baja frecuencia con el circuito integrado TAA521.

VOLUMEN 11

Número 1. Circuitos chopper con tiristores.- Amplificador telefónico.- Generador de caracteres con registro de desplazamiento.- Termómetro para líquidos.- Aplicaciones del BRY39.- Conmutador estático de c.a. con circuitos bloque de la serie 61.

Número 2. Las fotopilas solares de silicio y de telururo de cadmio.- Multivibrador de amplio margen con circuitos integrados.- Acoplamiento TTL con GRL111 y GRL101.- Decodificación de circuitos integrados TTL con conmutadores rotativos.- Termostato electrónico con diodo de silicio como detector.- Circuito de control de 10 kHz para disparo de tiristores y triacs.

Número 3. Circuitos integrados para TVC.- Circuitos prácticos: estabilizadores de tensión con TBA281.- Excitador para inversores de frecuencia variable con circuitos bloque serie 61.- La característica de puerta de los tiristores.

Número 4. Tiristores y triacs en control de temperatura.- Alarma electromagnética antirrobo.- Diseño de radiadores para transistores de audio.

Número 5. Reguladores de tensión con el circuito integrado TBA281.- Refrigeración de semiconductores de potencia.- Estudio lógico de circuitos de control para motores paso a paso.- Supresión de tensiones transitorias con diodos reguladores de tensión.

Número 6. Indicador de señalización con tubos ZC1050.- Equipo de verificación para circuitos de BF con transistores.- Funcionamiento y aplicación de los tubos indicadores numéricos.- Sistemas de visualización para tubos indicadores numéricos.

Número 7. Decodificador PAL con circuitos integrados.- Bloques rectificadores de silicio para alta tensión.- Convertidor de c.c. en c.c. estabilizado de 50 W.

Número 8. Blindaje y desmagnetización de los tubos de máscara perforada.- Tiristores: 1. Funcionamiento; 2. Técnicas básicas del control de fase; 3. Valores límite y características; 4. El diac, el triac y el conmutador controlado de silicio; 5. Fabriación.

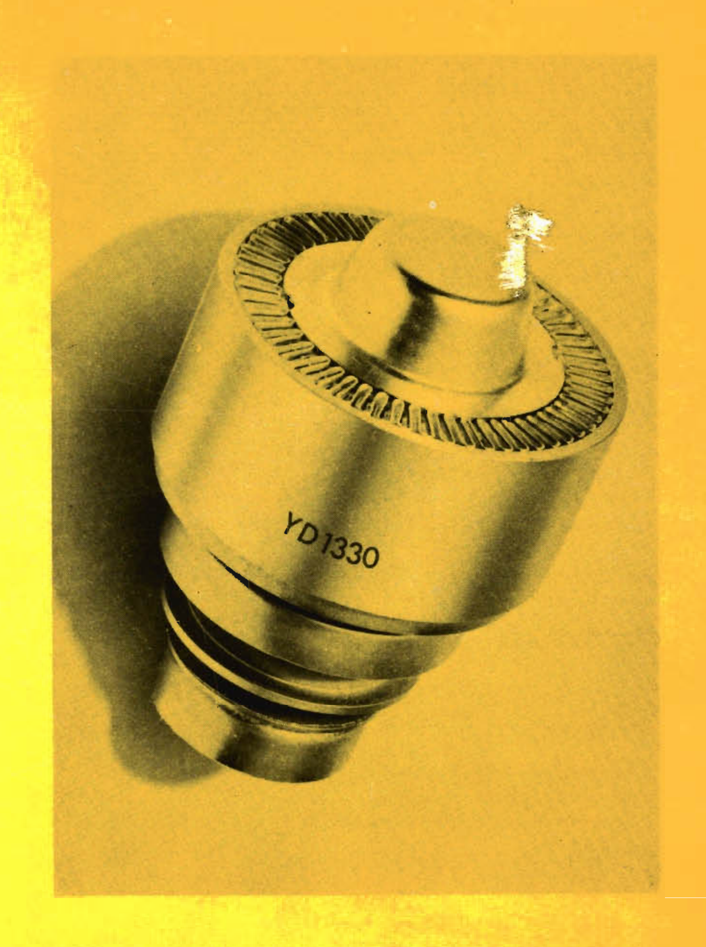
Número 9. Diodos rectificadores: cargadores de baterías.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de baja tensión.- Amplificador para BF.- Generador de señales de servicio para pruebas y ajuste de un generador PAL de TVC.- Sistema de control de temperatura para granjas pecuarias.

Número 10. Amplificador de audio de alta calidad.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de alta tensión.- Amplificador de audio de 250 W con transistores de silicio.- Transductores ultrasónicos de piezóxido para control remoto, dispositivos de alarma y aplicaciones similares.- Filtro supresor de interferencias de RF para reguladores de iluminación.

Número 11. Diodos rectificadores: aplicaciones diversas.- Control de velocidad de ventiladores con triac BT110.- Sintonizador de FM para autorradio con diodos BB105.- Inversor de 50 kVA y 1 kHz.

Aproveche esta oportunidad para completar su colección. Precio especial 15 Ptas. ejemplar.
No se envían contra reembolso. Rogamos nos envíe el importe de su pedido por giro postal.

TRIODOS PARA REPETIDORES DE TELEVISION

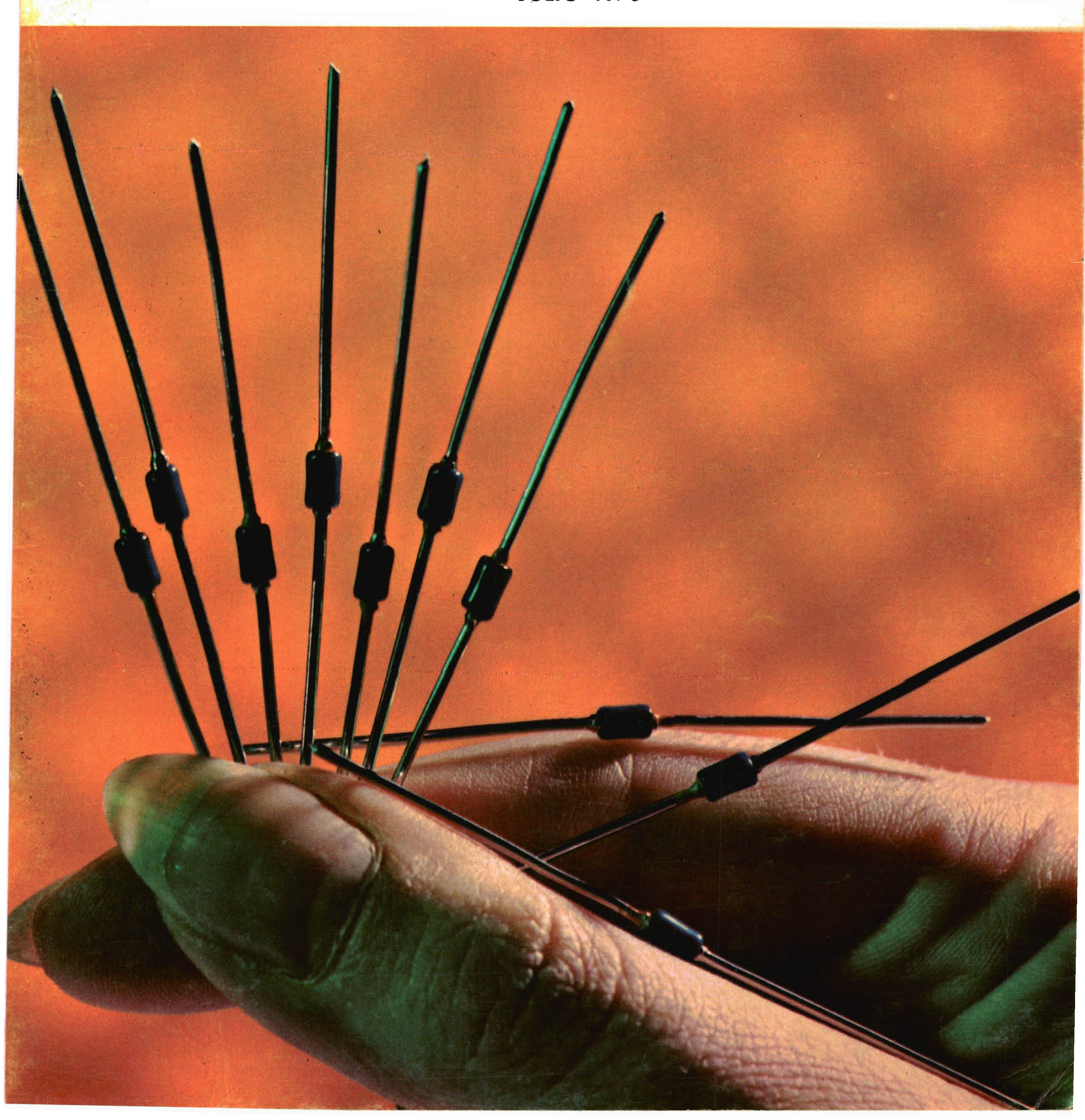


Triodos de banda ancha y elevada estabilidad para repetidores de TV en bandas IV y V

Tipos de tubos	YD1300 imagen/ sonido	YD1302 imagen/ sonido	YD1330 imagen/ sonido	YD1331 sólo sonido	YD1332 imagen/ sonido	YD1333 imagen/ sonido	YD1334 imagen/ sonido
Margen de frecuencia	IV/V	IV/V	IV/V	IV/V	IV/V	IV/V	IV/V
Tensión de ánodo (V)	1700	1800	3000	2500	3000	1800	2500
Corriente de ánodo (en reposo, mA)	120	120	350	250	350	300	250
Corriente de ánodo (pico de señal, mA)	170	210	520	500	520	380	350
Tensión de polarización (V)	−5	−5	−20	−20	−20	−15	−20
Potencia de excitación de entrada (W)	0,25	0,8	8	8	8	2,5	2,5
Potencia de salida (W)	35	50	220	250	220	110	110
Ganancia (dB)	20	18	16	16	16	16	16
Productos de intermodulación (dB)	56	56	56	—	56	56	56
Rendimiento (% para pico de señal)	12	13	14	20	14	16	12,6

REVISTA Miniwatt

Vol. 12-Núm. 7 JULIO 1973 25 Ptas.



SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES (UNIDADES S.I.)

MAGNITUDES	UNIDADES	SIMBOLOS	
UNIDADES FUNDAMENTALES			
Longitud	metro	m	
Masa	kilogramo	kg	
Tiempo	segundo	s	
Temperatura termodinámica	grado Kelvin	°K	
Intensidad de corriente eléctrica	amperio	A	
Intensidad luminosa	candela	cd	
Cantidad de materia	mol	mol	
UNIDADES SUPLEMENTARIAS			
Angulo plano	radián (radiante)	rad	
Angulo sólido	estereorradián (estereorradiante)	sr	
UNIDADES DERIVADAS			
Superficie	metro cuadrado		m^2
Volumen	metro cúbico		m^3
Frecuencia	hertzio (hertz)	Hz	s^{-1}
Densidad	kilogramo por metro cúbico		kg/m^3
Velocidad	metro por segundo		m/s
Velocidad angular	radián por segundo		rad/s
Aceleración	metro por segundo, por segundo		m/s^2
Aceleración angular	radián por segundo, por segundo		rad/s^2
Fuerza	newton	N	$kg{\cdot}m/s^2$
Presión	pascal	Pa	N/m^2
Viscosidad cinemática	metro cuadrado por segundo		m^2/s
Viscosidad dinámica	pascal por segundo	Pa.s	$N{\cdot}s/m^2$
Trabajo, energía, cantidad de calor	julio	J	N·m
Potencia	vatio	W	J/s
Cantidad de electricidad	culombio	C	A·s
Tensión eléctrica, diferencia de potencial, fuerza electromotriz	voltio	V	W/A
Intensidad de campo eléctrico	voltio por metro		V/m
Resistencia eléctrica	ohmio	Ω	V/A
Conductancia	siemens	S	A/V
Capacidad eléctrica	faradio	F	A·s/V
Flujo magnético	weber	Wb	V·s
Inductancia	henrio	H	V·s/A
Inducción magnética	tesla	T	Wb/m^2
Intensidad de campo magnético	amperio por metro		A/m
Fuerza magnetomotriz	amperio	A	
Flujo luminoso	lumen	lm	cd·sr
Luminancia	candela por metro cuadrado		cd/m^2
Iluminación	lux	lx	lm/m^2

MULTIPLOS

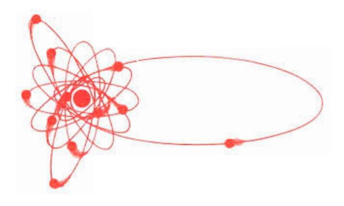
PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
tera	T	10^{12}
giga	G	10^9
mega	M	10^6
kilo	k	10^3
hecto	h	10^2
deca	da	10

SUBMULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
deci	d	10^{-1}
centi	c	10^{-2}
mili	m	10^{-3}
micro	μ	10^{-6}
nano	n	10^{-9}
pico	p	10^{-12}
femto	f	10^{-15}
atto	a	10^{-18}

REVISTA "Miniwatt"

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
MARIA ROSA BORRÁS

Compaginación:
MAURICIO RAMOS LÓPEZ

Suscripciones:

Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

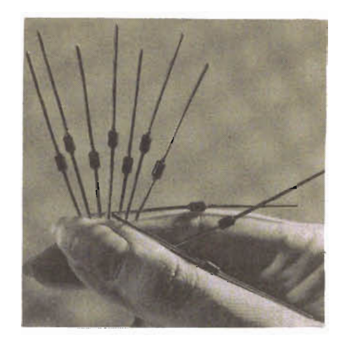
SUSCRIPCIÓN ANUAL
(11 números) 200 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 25 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A.
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal. B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

Diodos reguladores de tensión BZX87



ÍNDICE

VOLUMEN 12 - Número 7 **JULIO/AGOSTO 1973**

Circuitos equivalentes para transistor en condiciones de pequeña señal

I_1, I_2, V_1, V_2, z_{11}, z_{22}, $z_{12} I_2$, $z_{21} I_1$	$V_1 = z_{11} I_1 + z_{12} I_2$ $V_2 = z_{21} I_1 + z_{22} I_2$	$z_{11} = \left.\frac{V_1}{I_1}\right]_{I_2=0}$	$z_{12} = \left.\frac{V_1}{I_2}\right]_{I_1=0}$	$z_{21} = \left.\frac{V_2}{I_1}\right]_{I_2=0}$	$z_{22} = \left.\frac{V_2}{I_2}\right]_{I_1=0}$
I_1, I_2, V_1, V_2, y_{11}, y_{22}, $y_{12} V_2$, $y_{21} V_1$	$I_1 = y_{11} V_1 + y_{12} V_2$ $I_2 = y_{21} V_1 + y_{22} V_2$	$y_{11} = \left.\frac{I_1}{V_1}\right]_{V_2=0}$	$y_{12} = \left.\frac{I_1}{V_2}\right]_{V_1=0}$	$y_{21} = \left.\frac{I_2}{V_1}\right]_{V_2=0}$	$y_{22} = \left.\frac{I_2}{V_2}\right]_{V_1=0}$
I_1, I_2, V_1, V_2, h_{11}, h_{22}, $h_{12} V_2$, $h_{21} I_1$	$V_1 = h_{11} I_1 + h_{12} V_2$ $I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} V_2$	$h_{11} = \left.\frac{V_1}{I_1}\right]_{V_2=0}$	$h_{12} = \left.\frac{V_1}{V_2}\right]_{I_1=0}$	$h_{21} = \left.\frac{I_2}{I_1}\right]_{V_2=0}$	$h_{22} = \left.\frac{I_2}{V_2}\right]_{I_1=0}$
I_1, I_2, V_1, V_2, g_{11}, g_{22}, $g_{12} I_2$, $g_{21} V_1$	$I_1 = g_{11} V_1 + g_{12} I_2$ $V_2 = g_{21} V_1 + g_{22} I_2$	$g_{11} = \left.\frac{I_1}{V_1}\right]_{I_2=0}$	$g_{12} = \left.\frac{I_1}{I_2}\right]_{V_1=0}$	$g_{21} = \left.\frac{V_2}{V_1}\right]_{I_2=0}$	$g_{22} = \left.\frac{V_2}{I_2}\right]_{V_1=0}$

CONMUTACION ESTATICA DE LAMPARAS DE NEON

Muchos signos animados utilizados en publicidad y en ciertos tipos de visualizadores funcionan con alta tensión, lámparas de neón alimentadas por transformador o tubos como fuente de luz y, por consiguiente, requieren circuitos de control asociados que sean capaces de conmutar cargas inductivas de alta tensión con velocidades relativamente elevadas. Las necesarias funciones de conmutación pueden realizarse con contactores o conmutadores mecánicos; pero estos métodos, por lo general, resultan inadecuados debido a que los contactos móviles del conmutador originan inevitablemente descargas de arco, lo cual limita mucho su duración de vida útil y constituye una causa directa de elevados costes de conservación y de sustitución.

En este artículo se describen dos sistemas de control electrónico para temporizar secuencias preestablecidas de visualización con lámparas de neón y para realizar las necesarias funciones de conmutación de potencia en métodos completamente estáticos. Uno de estos sistemas se basa en técnicas digitales y utiliza circuitos bloque de la serie 50; el otro sistema se funda en principios de control analógico y utiliza circuitos bloque de la serie 60. Ambos sistemas utilizan triacs para efectuar la conmutación de potencia, con relés de láminas como acoplamiento entre los circuitos de control y los de conmutación. También describimos un método para conseguir que el sistema sea totalmente estático (contactos sin movimiento, es decir, sin relés de láminas), capaz de conmutar corrientes más elevadas. En este sistema se aplican triacs o pares de tiristores conectados en antiparalelo como elementos de conmutación, con el amplificador de potencia universal UPA61 y el transformador de disparo TT60 y TT61 como acoplamiento entre los circuitos de control y los de conmutación. La unidad de conmutación de potencia que describimos sólo es capaz de conmutar tres grupos de lámparas; pero este diseño se puede ampliar fácilmente para conmutar cualquier número de lámparas.

COMPOSICION DE LOS SISTEMAS

Los dos sistemas de control comprenden una unidad básica, una subunidad individual para cada grupo de lámparas y una unidad de conmutación de potencia que es de diseño igual para ambos sistemas. La alimentación de 24 V c.c. para los circuitos bloque y los relés de láminas la proporciona una unidad PSU60 en la unidad de conmutación de potencia.

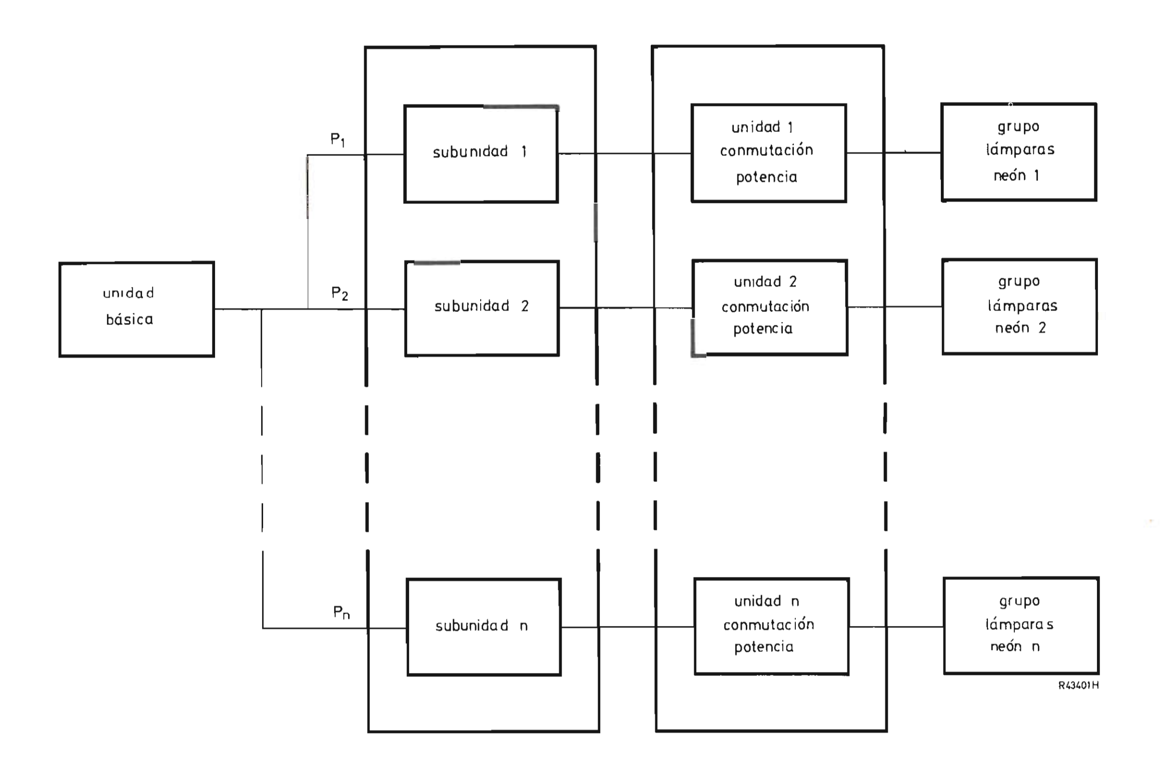


Figura 1. Esquema de bloques del sistema

EL SISTEMA DE CONTROL DIGITAL

La unidad básica del sistema de control digital contiene un circuito divisor de frecuencia de red y un contador binario por décadas; cada subunidad contiene cuatro conmutadores rotativos para decodificación del cómputo binario y un circuito de memoria para memorizar el cómputo e iniciar la acción de conmutación.

Circuito divisor de frecuencia

La entrada de red de 50 Hz sinusoidal se convierte en medias ondas sinusoidales positivas con una frecuencia de 100 Hz por medio del circuito $R1$-$R4$, $C1$-$C4$ y $D1$-$D2$. La señal de 100 Hz es aplicada a un módulo PSR50 que convierte las medias ondas sinusoidales a una forma adecuada para contar por medio de los circuitos digitales. La salida del PSR50 es aplicada a un módulo DCD50 conectado como un circuito divisor por diez que genera una salida de 100 x 0,1 = 10 Hz (un impulso cada 0,1 segundos) para excitar el contador binario por décadas.

Contador binario por décadas

El contador binario por décadas comprende dos bloques DCD50 y dieciséis puertas NOR; tiene una máxima capacidad de cómputo de 100 y proporciona un tiempo de ciclo de visualización del neón de 0,1 x 100 = 10 segundos. Las salidas con el sufijo A indican las décimas del contador de segundos; las salidas con el sufijo B indican el contador de segundos.

SUBUNIDADES

Cada subunidad es idéntica; sólo se representa un circuito en el esquema, pero se necesitará un circuito idéntico para excitar cada grupo de lámparas controlado.

Decodificadores de cómputo para tiempo de parada/arranque

El tiempo, dentro del ciclo de 10 segundos que determina la conexión y desconexión del grupo de lámparas

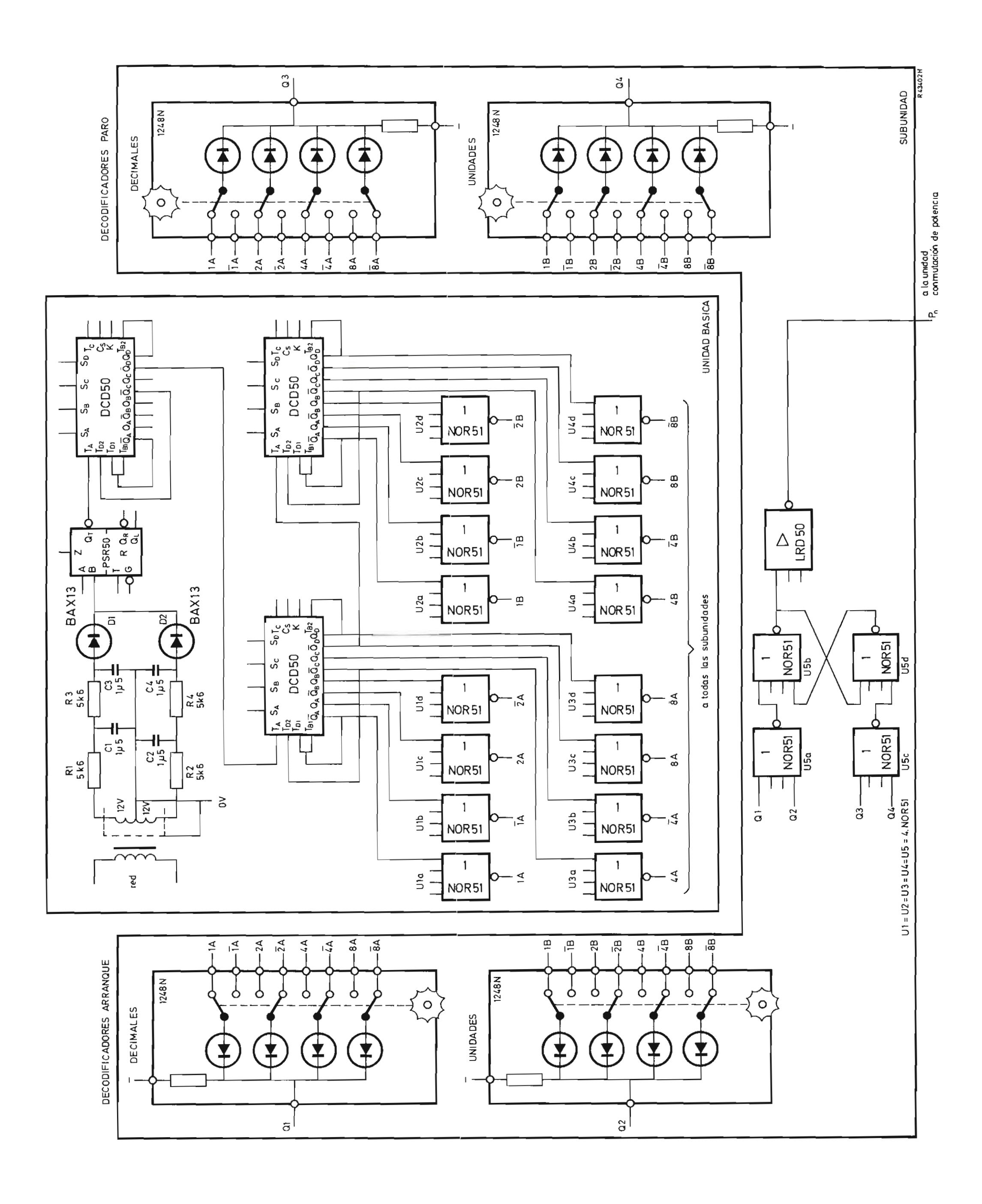


Figura 2. Sistema de control digital

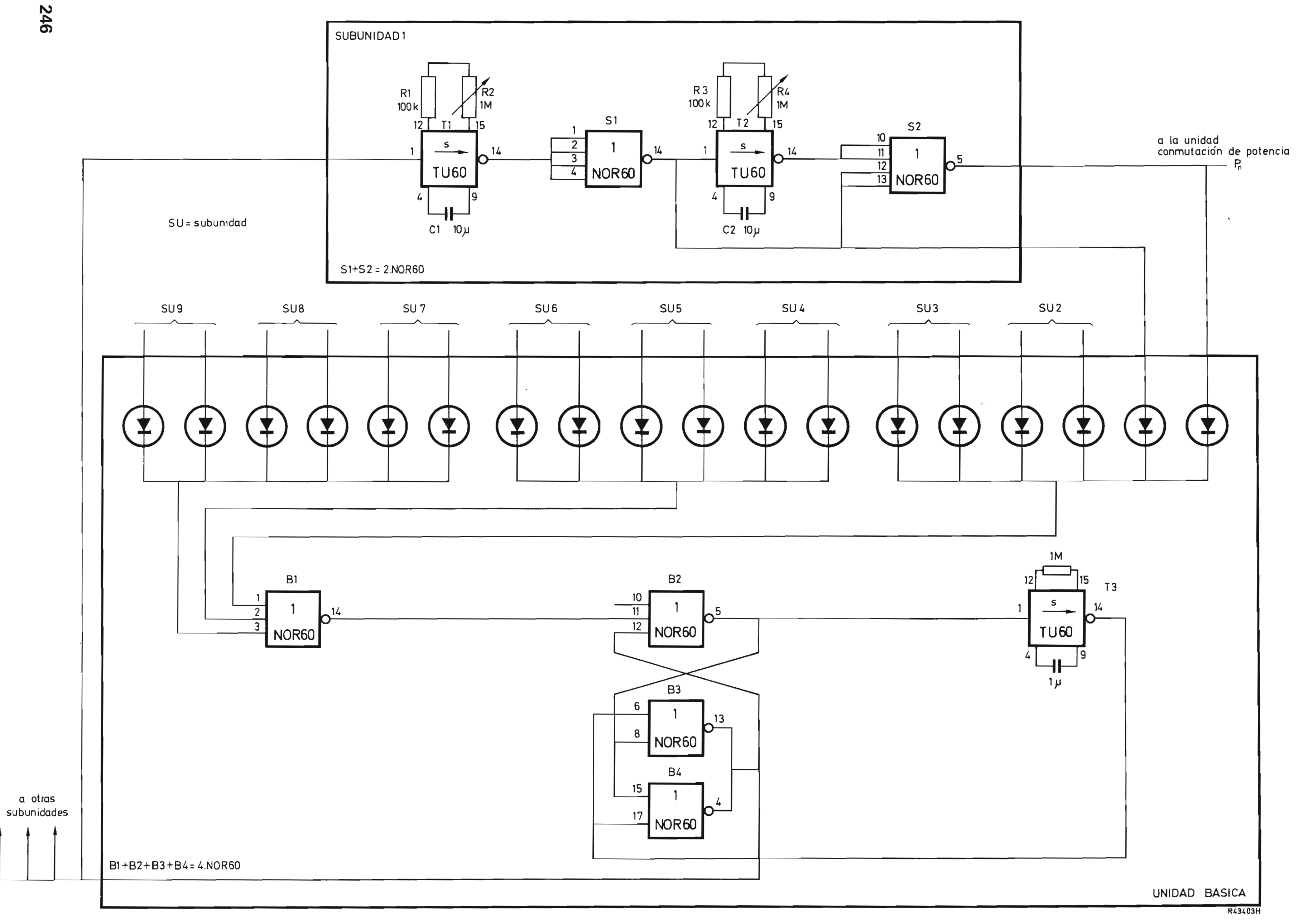


Figura 3. Sistema de control analógico

controlado, viene dado por el ajuste de los cuatro conmutadores rotativos, dos para la función de conexión (segundos y décimas) y dos para la función de desconexión (segundos y décimas). El tiempo propio para cada función se puede fijar, por tanto, por medio de 100 pasos dentro del ciclo de visualización de 10 segundos.

Circuito de salida

Las salidas de "arranque" y "parada" de los cuatro conmutadores rotativos se utilizan para la puesta a 1 y puesta a 0 de un circuito cerrojo que está formado por dos puertas NOR. La salida cerrojo es aplicada a un módulo LRD50 excitador de lámpara/relé que proporciona potencia suficiente para excitar al relé de láminas en la unidad de conmutación de potencia.

EL SISTEMA DE CONTROL ANALOGICO

La unidad básica del sistema de control analógico contiene un generador de impulsos para el "arranque" de visualización que produce un impulso positivo de 1 segundo tan pronto como todas las subunidades han completado sus ciclos de visualización. La duración del impulso de "arranque" es igual al intervalo de tiempo entre los ciclos de visualización repetidos. La unidad básica tiene una capacidad de entrada de nueve subunidades y, por tanto, emplea dos puertas NOR conectadas en paralelo en la mitad de la salida del circuito cerrojo para conseguir la necesaria cargabilidad de salida (9 D.U.).

Las subunidades, de la que sólo se representa una en el esquema, contienen circuitos temporizadores para ajustar la duración de las funciones de conexión y desconexión del visualizador. Las subunidades también generan salidas de inhibición que impiden a la unidad básica generar un impulso de "arranque" durante el intervalo temporizador.

La unidad básica

Cuando todas las subunidades han completado sus ciclos, todas las entradas de inhibición de la unidad básica están en estado bajo y la salida de la puerta NOR *B*1 pasa a estado alto para poner a 1 el circuito cerrojo que comprende las puertas NOR *B*2, *B*3 y *B*4; la salida de la unidad básica, por tanto, pasa a estado alto y la salida de la puerta NOR *B*2 pasa a estado bajo. Esta señal baja pone en marcha el temporizador *T*3, y después de 1 segundo, aproximadamente, su salida pasa a estado alto para poner a cero el cerrojo y hacer que la salida de las

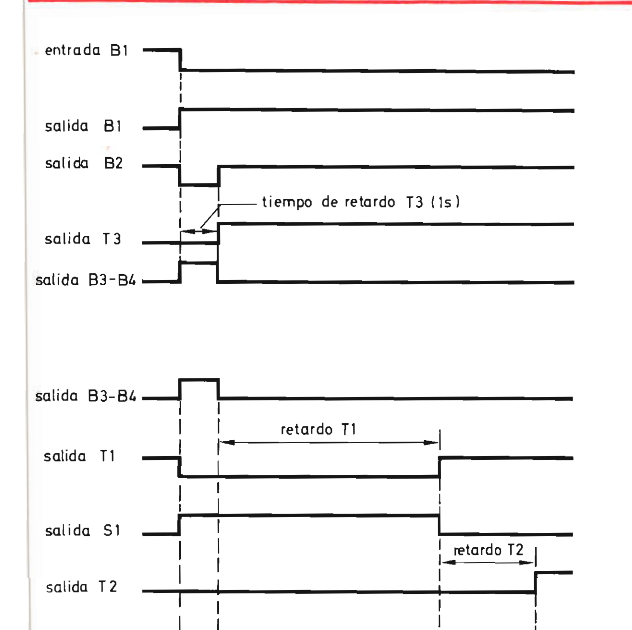


Figura 4. Secuencia de impulsos del sistema de control analógico

puertas NOR *B*3 y *B*4 pasen al estado bajo. De este modo, se genera un impulso positivo de 1 segundo, aproximadamente, de duración en la salida de la unidad básica; este impulso se emplea para poner en marcha todas las subunidades en un nuevo ciclo.

La subunidad

Al recibir el impulso positivo de "arranque" procedente de la unidad básica, la salida del temporizador *T*1 pasa inmediatamente al estado bajo y la salida de la puerta NOR *S*1 pasa al estado alto y actúa como una señal de inhibición para la unidad básica. El temporizador *T*1 está en marcha cuando la salida de la unidad básica pasa al estado bajo (final del impulso de "arranque") y, después de un retardo preestablecido que dura entre 1 y 10 segundos (el período de desconexión del visualizador ajustado por *T*1), origina que las entradas de la puerta NOR *S*1 pasen al estado alto. El estado bajo que se da en la salida de la puerta NOR *S*1 permite que la puerta NOR *S*2, aplicando una señal de "conexión" a la unidad de conmutación de potencia, ponga en marcha el temporizador *T*2 y que se aplique una señal de inhibición a la unidad básica (la otra señal de inhibición se encuentra en estado bajo). Al final del retardo de tiempo

ajustado por el temporizador $T2$ que se puede ajustar dentro del margen de 1 a 10 segundos (período de visualización), la salida del temporizador $T2$ pasa al estado alto y la salida de la puerta NOR $S2$ pasa al estado bajo, aplicando así una señal "desconexión" a la unidad de conmutación de potencia. Debido a que la salida de la puerta NOR $S2$ está en estado bajo, el impulso de arranque de la unidad básica ya no queda inhibido por esta subunidad y, cuando todas las subunidades han completado sus funciones, el ciclo se repite

LA UNIDAD DE CONMUTACION DE POTENCIA

La unidad de conmutación de potencia comprende cierto número de circuitos idénticos, uno por cada grupo de lámparas; cada circuito es excitado por la salida de una de las subunidades, tanto en el caso del sistema de control digital como en el analógico. La unidad también contiene una unidad PSU60 de alimentación de potencia que proporciona una tensión de 24 V c.c. para los circuitos bloque utilizados en el sistema de control.

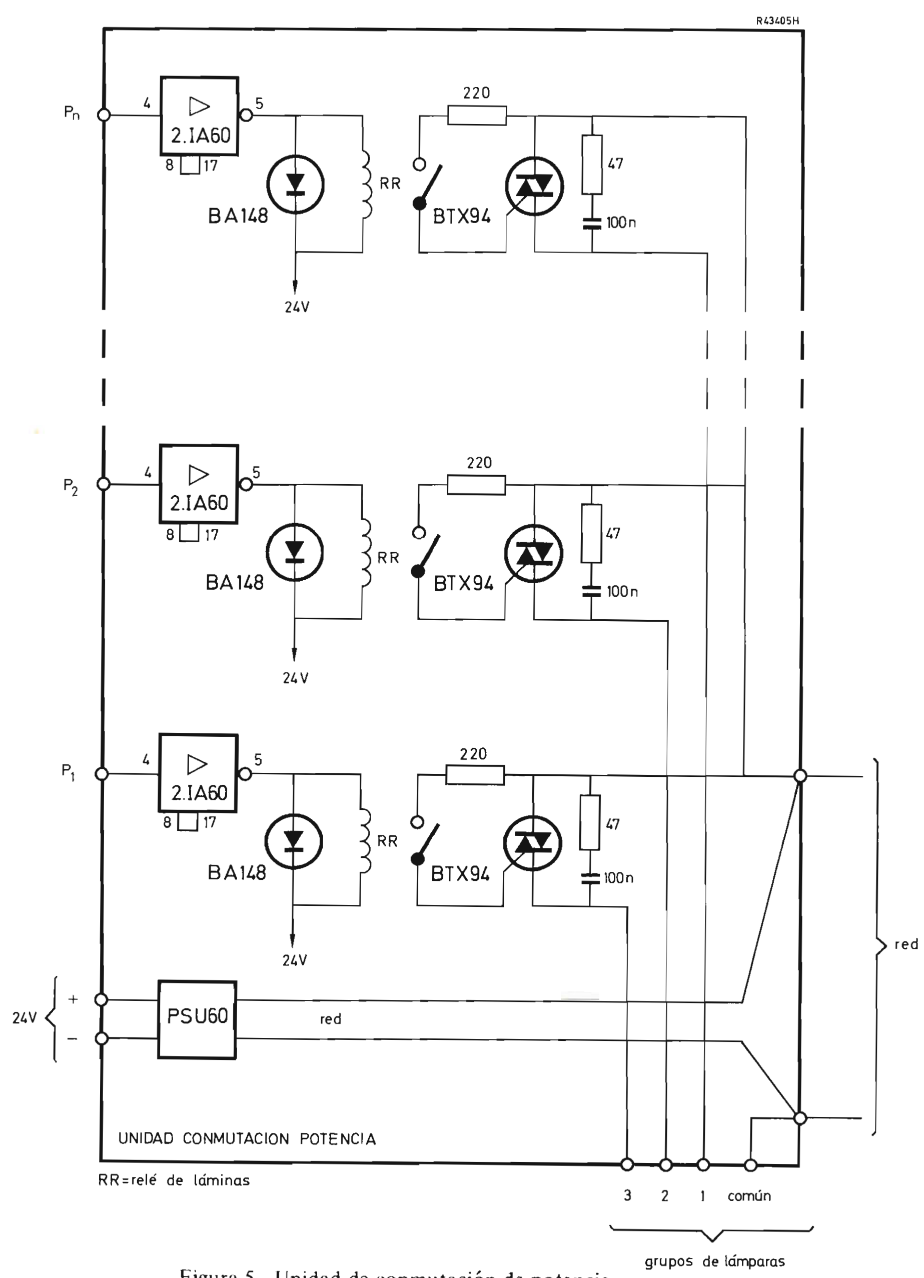


Figura 5. Unidad de conmutación de potencia

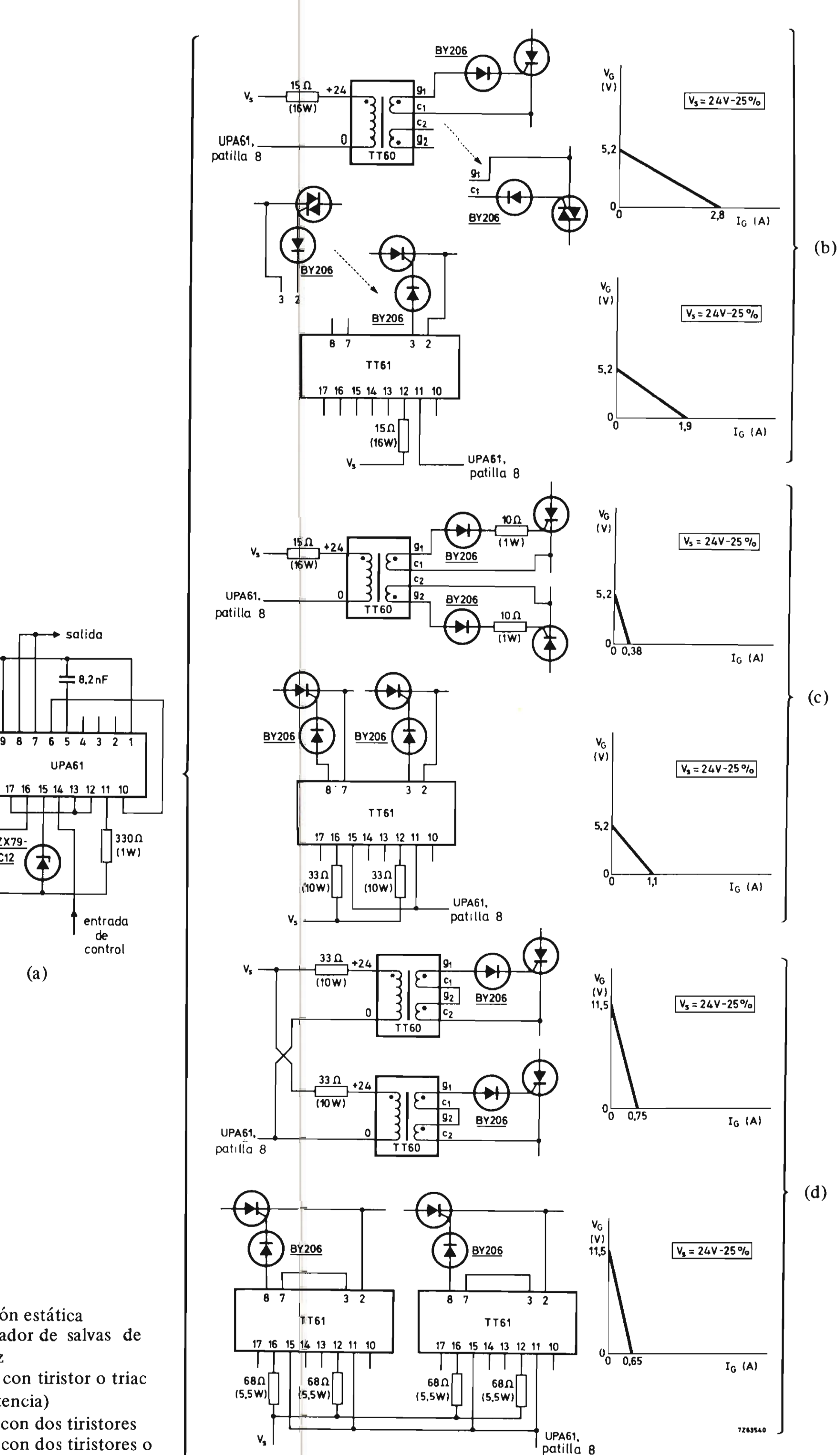


Figura 6. Sistemas de conmutación estática
a) UPA61 como generador de salvas de impulsos de 10 kHz
b) Circuito de disparo con tiristor o triac (disparo de alta potencia)
c) Circuito de disparo con dos tiristores
d) Circuito de disparo con dos tiristores o un ignistor (disparo de alta potencia)

La salida de cada subunidad está conectada, a través de un módulo LPA60, a un relé de láminas; hay un diodo conectado en paralelo con la bobina del relé a fin de evitar transitorios de alta tensión inducida, cuando se desconecta, que dañarían a los transistores del módulo LPA60. Los contactos del relé de láminas conectan el elemento de disparo de un triac con la alimentación de la red a través de un resistor de limitación. Se emplea una red RC en paralelo con el triac para suprimir los transitorios de tensión. El tipo de triac utilizado depende del carácter de la carga; por ejemplo, un tipo BTX94 montado en un radiador adecuado proporciona una corriente de salida de 15 A para una temperatura ambiente de 45 °C. Para salidas de corriente más elevadas, deberá utilizarse un triac BTW34 con radiador apropiado.

CONMUTACION ESTATICA

La figura 6 representa los métodos para conseguir las funciones de control y de conmutación de modo completamente estático sustituyendo los relés de láminas por el amplificador de potencia universal UPA61 y el transformador de disparo TT60/61. Estos métodos se pueden utilizar para conmutar la corriente de carga con un triac o un par de tiristores conectados en antiparalelo.

TIRISTORES: CONEXION EN SERIE

Una de las dificultades de la conexión en serie de tiristores estriba en la distribución de la tensión entre extremos de cada tiristor. A continuación se examina este problema referido tanto a la tensión estática como a la dinámica. Luego se hacen una serie de consideraciones prácticas y se describe un ejemplo de aplicación.

1. GENERALIDADES

Cuando se conectan tiristores en serie, las precauciones de diseño se han de orientar principalmente a igualar las tensiones (tanto directa como inversa) a través de cada tiristor.

Por ejemplo, si tenemos tres tiristores en serie (fig. 1) y aplicamos alta tensión a través de la red que forman, encontraremos que en las ocho posibles disposiciones pueden haber grandes diferencias de tensión entre los tiristores. Efectivamente, un tiristor puede a veces soportar prácticamente toda la tensión de red aplicada. Por tanto es necesario adoptar precauciones a fin de evitar que esto ocurra, precauciones que pueden consistir en resistores y condensadores conectados en paralelo con los tiristores.

Por supuesto, los estados III y IV (fig. 1) no plantean problemas, puesto que la tensión a través de cada tiristor

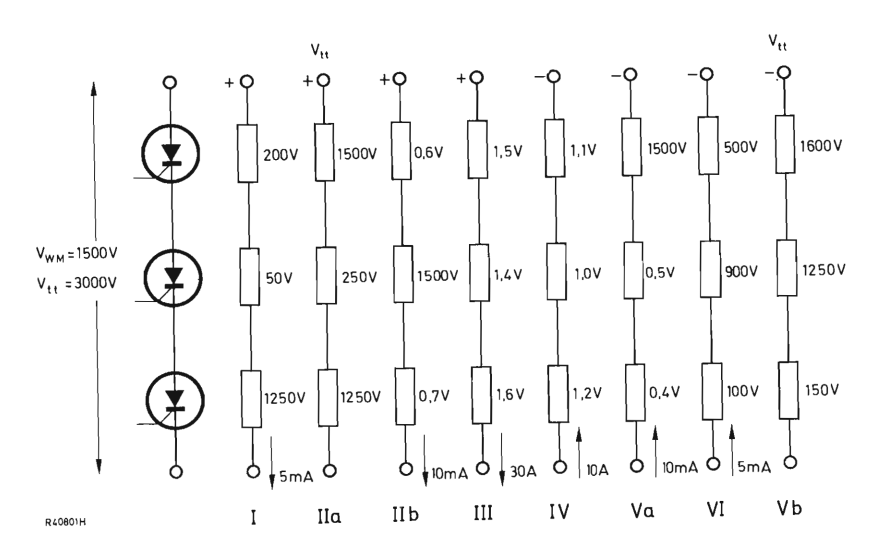


Figura 1. Estados de funcionamiento posibles de una cadena formada por tres tiristores en serie sin redes de igualación.

es pequeña. Pero en todos los demás estados (estados dinámicos II y V, y estados estáticos I y VI) puede aparecer una alta tensión en uno de los dispositivos y es posible que sobrepase sus máximos valores nominales.

Cuando se incorpora un medio de igualación de la tensión es conveniente adoptar medidas para mantener los factores di/dt y dV/dt dentro de niveles de seguridad.

Generalmente los tiristores de avalancha son preferibles a los tiristores sin avalancha debido a que éstos exigen la elección del dispositivo para Q_s, t_d y V_T y requieren elementos de supresión relativamente grandes. Describiremos los cálculos para ambos tipos.

2. DISTRIBUCION DE LA TENSION ESTATICA

Como hemos visto al comentar la figura 1, la distribución de la tensión estática se ha de tener en cuenta en el estado de descebado (bloqueo directo) y en el de bloqueo en sentido inverso (estados I y VI, respectivamente). La figura 2 representa dos tiristores en serie. Si se aplica una tensión c.c. a través de esa combinación, tanto en sentido directo como inverso, la distribución de tensión no será igual debido a las dispersiones inevitables en las características del bloqueo directo e inverso. Veamos, pues, el modo de solucionar esto, tanto en el caso de tiristores normales como en el de avalancha controlada.

Tiristores normales (o de avalancha no controlada)

Si se conecta un resistor en paralelo con cada tiristor, es posible conseguir una distribución de tensión tal que la tensión más elevada a través de cada tiristor no exceda del máximo valor admisible.

Antes de iniciar los cálculos se ha de comprobar que las características en bloqueo directo e inverso son similares. (Generalmente lo son, como lo son también las corrientes de fuga respectivas.) En el caso de que no lo sean, se calculará R_p independientemente para el estado de bloqueo directo y el de bloqueo inverso, y se eligirá el menor de los dos valores. El caso más desfavorable se da cuando un tiristor ideal (sin corriente de fugas) se conecta en serie con n-1 tiristores que tienen la máxima corriente de fugas (fig. 3). Además, a causa de las tolerancias en R_p, el tiristor ideal puede tener un resistor en paralelo con el valor $(1+\beta)\,R_p$ y los otros n-1 tiristores pueden tener resistores en paralelo iguales a $(1-\beta)\,R_p$.

En este caso, la tensión (V_1) a través del tiristor ideal ($TH1$) será igual a

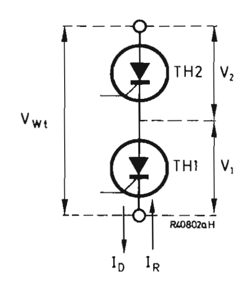
$$V_1 = V_{Wt} \times$$

$$\times \frac{(1+\beta)\,R_p}{(1+\beta)\,R_p + (n-1)\,\alpha R_p (1-\beta)\,R_p/(\alpha R_p + (1-\beta)\,R_p)} \qquad (1)$$

donde

$\beta \times 100$	es el porcentaje de tolerancia del resistor en paralelo R_p,
$\alpha = I_{Rp}/I_{L\,máx}$	es la relación entre la corriente que atraviesa R_p (a V_W) y la máxima corriente de fuga (a V_W) de los tiristores,
V_{Wt}	es la corriente total de cresta de trabajo a través de la cadena, y
n	es el número de tiristores en la cadena.

Puesto que V_1 no ha de sobrepasar la tensión de cresta de trabajo nominal (V_{WM}) del tiristor, tendremos



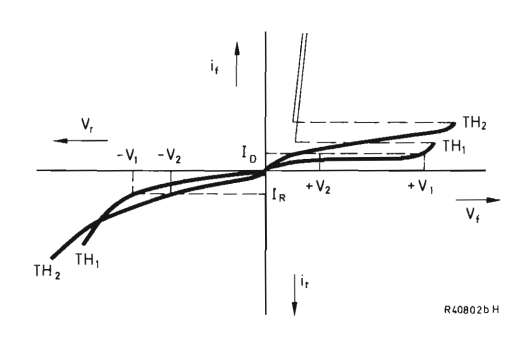


Figura 2. Distribución desigual de la tensión, durante el bloqueo directo y en el sentido inverso, a través de dos tiristores conectados en serie, debido a la dispersión de sus características en sentido inverso y directo.

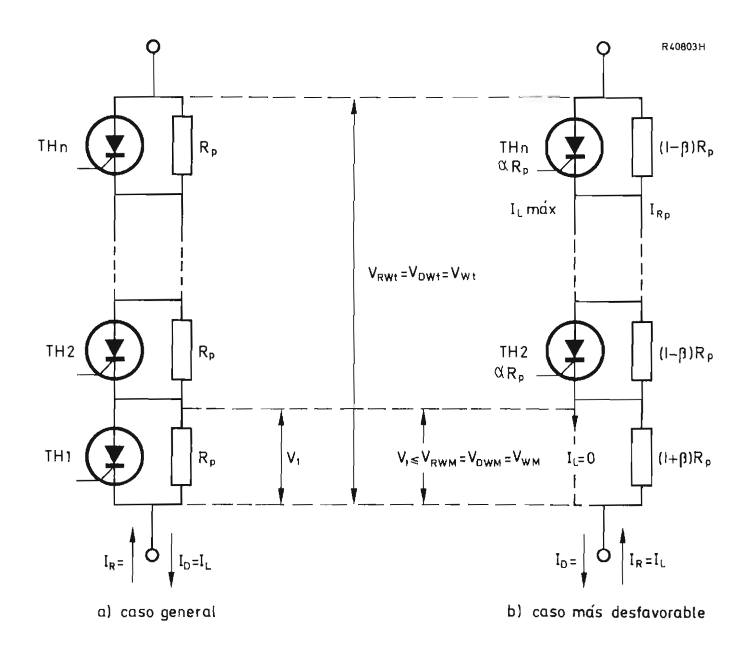


Figura 3. Determinación del resistor R_p de distribución de la tensión inversa y bloqueo directo.

$$n \geqslant 1 + \frac{V_{Wt} - V_{WM}}{V_{WM}} \cdot \frac{1 + \alpha(1-\beta)}{\alpha(1-\beta)}. \qquad (2)$$

El valor del resistor en paralelo necesario vendrá entonces dado por

$$V_{WM} \leqslant R_p (1 + \beta)(I_{L\text{máx}} + I_{Rp}).$$

También podemos ver que

$$I_{Rp} \cdot R_p (1 - \beta) = I_{L\max}\, \alpha R_p,$$

de donde se deduce

$$R_p \leqslant \frac{V_{WM}}{I_{L\text{máx}}} \cdot \frac{1}{(1+\beta)(1 + \alpha/(1-\beta))}.$$

Si prescindimos de β^2, tenemos

$$R_p \leqslant \frac{V_{WM}}{I_{L\text{máx}}} \cdot \frac{1-\beta}{1 + \alpha(1+\beta)}, \qquad (3)$$

Y la disipación de R_p será (véase más adelante, apartado sobre consideraciones prácticas)

$$P_{Rp} = a \frac{V_{WM}^{\,2}}{R_p} \qquad (4)$$

donde $a = (V_{RMS}/V_{WM})^2$ (en circuito rectificadores, $a = 0{,}5$).

Para mayor seguridad, la máxima corriente de fuga ($I_{L\,máx}$) elegida al hacer el cálculo es la de la máxima temperatura de la unión especificada (esto elimina la influencia de las diferentes temperaturas del tiristor derivadas de caídas desiguales de la tensión en sentido directo). Un valor práctico para α se sitúa entre 3 y 8. (Cuanto mayor sea α, menor será el número de tiristores necesarios para una determinada tensión, pero serán mayores las pérdidas en R_p.)

Tiristores de avalancha controlada

A diferencia de los diodos de avalancha controlada, los tiristores de avalancha controlada necesitan siempre resistores en paralelo para igualar la distribución de tensión de bloqueo directo. La corriente de fugas en bloqueo directo de la cadena puede ser igual a la corriente de ruptura de uno de los tiristores, lo cual origina el cebado.

El cálculo necesario para el resistor en paralelo R_p es parecido al de los tiristores convencionales, con la diferencia de que se ha de tomar un valor inferior de I_B o un valor superior de V_{DWM}. La tensión V_{RWM} se puede sobrepasar sin peligro de daños, puesto que los otros tiristores de la cadena limitan la corriente de avalancha inversa a un valor de seguridad.

Se puede realizar un sencillo cálculo de R_p mediante las siguientes ecuaciones abreviadas

$$n \geqslant 1 + \frac{V_{Wt} - V_{WM}}{V_{WM}} \cdot A \qquad (2a)$$

$$R_p \leqslant \frac{V_{WM}}{I_{L\text{máx}}} \cdot B \qquad (3a)$$

donde

$$A = \frac{1 + \alpha(1+\beta)}{\alpha(1-\beta)}$$

y

$$B = \frac{1-\beta}{1+\alpha(1+\beta)} .$$

La figura 4 muestra A y B en función de α con β como parámetro.

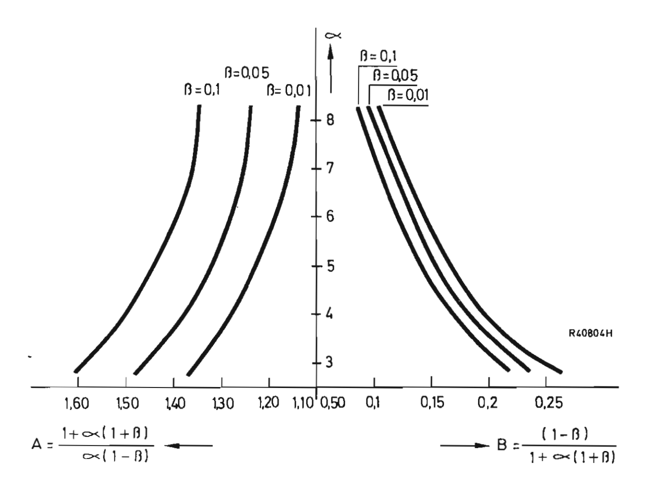


Figura 4. Factores A y B en función de α con β como parámetro.

3. DISTRIBUCION DE TENSION DINAMICA

La distribución de tensión dinámica se ha de realizar en presencia de transitorios en ambos sentidos, en bloqueo directo e inverso. Estos transitorios se pueden generar interior o exteriormente. Las causas externas son:

1. Desconexión de un transformador rectificador sin cargar en el lado del primario.
2. Conexión de un transformador rectificador, especialmente del tipo reductor.
3. Desconexión de la carga inductiva de un rectificador en el lado del secundario del transformador.
4. Descarga eléctrica de la red.
5. Puesta en circuito de la alimentación.
6. Fusión de un fusible.

Las causas internas son:

1. Efecto de almacenamiento de huecos.
2. Capacidad parásita.
3. Conmutación desigual de los tiristores, debido a diferencias en los tiempos de cebado.

Los transitorios exteriores pueden suprimirse mediante circuitos adecuados de supresión de transitorios.

La conmutación desigual de los tiristores se puede minimizar utilizando un impulso de disparo de tiempo de subida rápido y de gran amplitud (pero incluso así el efecto no será despreciable). Los demás transitorios son perjudiciales y se pueden contrarrestar introduciendo una red capacitiva en paralelo con cada tiristor.

Antes de que un tiristor pueda recuperar la capacidad de bloqueo de la tensión inversa después de conducir, se ha de suprimir la carga presente en el tiristor durante la conmutación. Esta carga se suprime a una velocidad (di/dt) determinada por la inductancia de conmutación del circuito. La figura 5 muestra cómo se suprime esta carga.

En una red de dos tiristores en serie, el caso más desfavorable se presenta cuando uno de los tiristores ($TH1$) es un dispositivo rápido (con un valor de carga recuperada $Q_{mín}$) y el otro ($TH2$) es lento (carga recuperada $Q_{máx}$) (véase fig. 6).

En el momento t_1, el tiristor $TH1$ se ha recuperado, mientras que $TH2$ tiene todavía cierta carga almacenada (ΔQ que iguala $Q_{máx} - Q_{mín}$). El tiristor $TH1$ adquiere su capacidad de tensión inversa e intenta captar toda la tensión V_{RWt}. Además, reduce la corriente de recuperación i_R para $TH2$ de modo que incluso se tardará más antes de que $TH2$ pueda captar la tensión inversa. Por lo tanto, es necesario proporcionar una vía de baja impedancia para la corriente de recuperación de $TH2$. Esto se consigue incorporando un condensador en paralelo C_p con cada tiristor (los dispositivos de avalancha no lo requieren, pues tienen una impedancia baja en la zona de avalancha, aunque en algunos casos pueden llevar un condensador en paralelo por otras razones).

Por otra parte, en el estado de bloqueo (I, IIa, Va y VI, en la fig. 1) los tiristores tienen su propia capacidad individual (distinta para cada dispositivo). Además, los tiristores y sus radiadores asociados tienen una determinada capacidad C_e con respecto a masa. Estas capacidades contribuyen a una distribución desigual de tensión

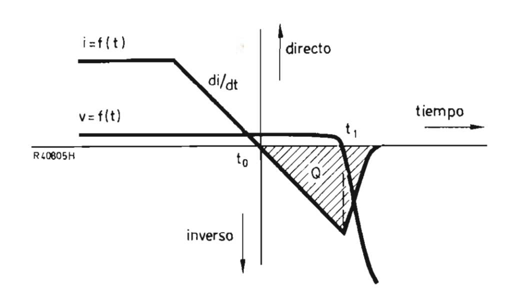


Figura 5. Recuperación inversa de un tiristor.

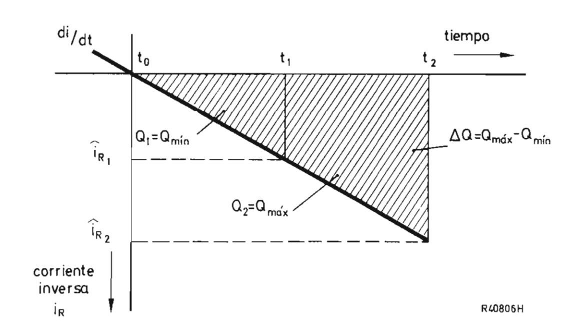


Figura 6. Recuperación inversa idealizada de dos tiristores diferentes.

en presencia de un transitorio. Esta es otra de las razones que exigen condensadores de igualación en paralelo.

Tiristores convencionales

La figura 7 representa n tiristores con condensadores en serie y en paralelo. Si $TH1$ es rápido y los otros n-1 son lentos todos por un igual, en el instante t la situación será la que se representa en la figura 8.

La corriente de recuperación inversa sigue pasando a través de C_p, al que carga a la tensión V_1'. Esta tensión naturalmente, depende de la carga remanente ΔQ. Por tanto

$$V_1' = \frac{\Delta Q}{C_p}. \tag{5}$$

Después de que todos los tiristores se hayan recuperado, existirá siempre una distribución desigual de la tensión a través de los mismos debido a la capacidad a masa C_e. Cuando se aplica una tensión V_t (fig. 7), la tensión V_1'' a través de $TH1$ será (en el supuesto de que los dispositivos tengan una resistencia de fuga infinita)

$$V_1'' = \frac{C_n}{C_p + C_n} \cdot V_t \tag{6a}$$

donde C_n es la capacidad sustitutiva entre el punto 1 y el punto n (masa). Si C_p es pequeño en relación con C_n, una gran parte de V_t aparece a través de $TH1$ (fig. 9). La capacidad con relación a masa C_e se puede determinar con ayuda de la figura 10.

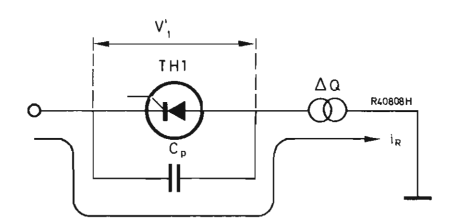


Figura 8. Simplificación de la figura 7 para el tiempo $t_1 < t < t_2$, cuando sólo se ha recuperado el tiristor $TH1$.

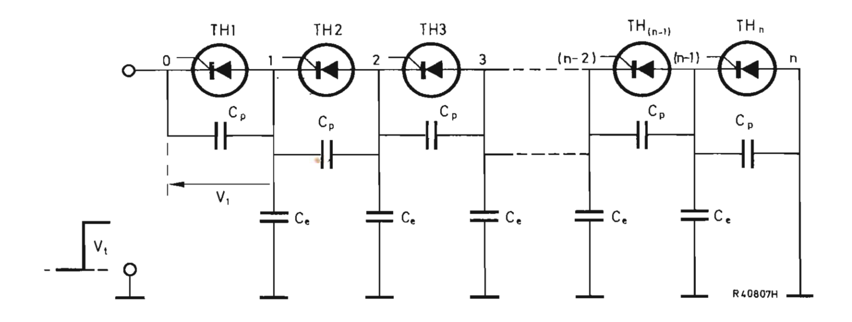


Figura 7. Conexión en serie de n tiristores con condensador C_p en paralelo y capacidad a masa C_e.

La tensión de pico originada por C_e aparece a través del tiristor en el extremo "caliente" de la cadena, mientras que la tensión resultante de la dispersión en la carga de recuperación inversa aparece a través del tiristor más rápido. Así, pues, el caso más desfavorable se da cuando el tiristor más rápido está situado en el extremo "caliente" de la cadena.

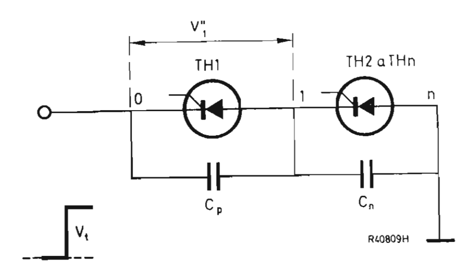


Figura 9. Sustitución de las capacidades entre el punto 1 y el punto n por C_n.

$$V_1'' = \frac{C_n}{C_p + C_n}(V_{RWt} - V_1'). \tag{6b}$$

La tensión total a través de $TH1$ es igual a la suma de las dos tensiones parciales, es decir,

$$V_1 = V_1' + V_1'' = V_1' + \frac{C_n}{C_p + C_n}(V_{RWt} - V_1'). \tag{7}$$

Si sustituimos la ecuación (5) en la ecuación (7) y tomamos

$$b = \frac{C_n}{C_p + C_n}, \tag{8a}$$

obtendremos

$$V_1 = \frac{\Delta Q}{C_p}(1 - b) + V_{RWt}\, b. \tag{9}$$

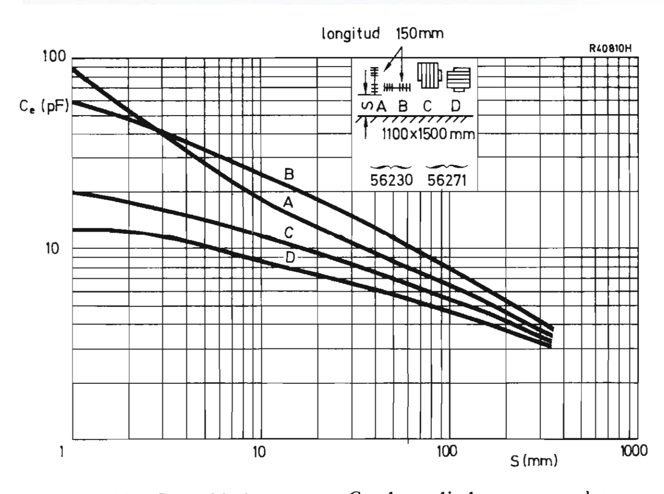


Figura 10. Capacidad a masa C_e de radiadores normales en función de la distancia a masa.

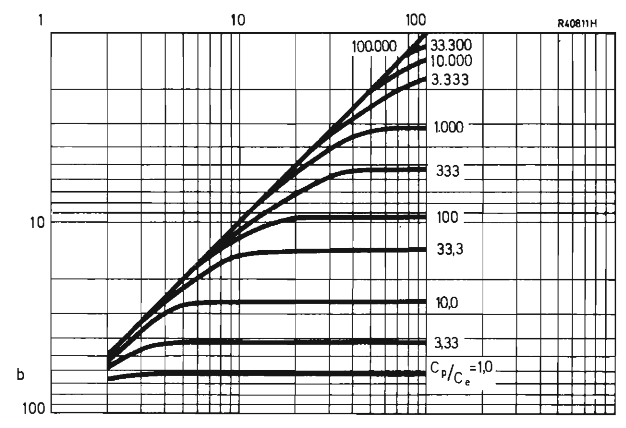


Figura 11. $b = C_n/(C_n + C_p)$ en función del número n tiristores conectados en serie, con la relación entre condensador en paralelo y la capacidad a masa C_p/C_e como parámetro.

Cuando se aplica tensión inversa a la cadena, circula una corriente de recuperación inversa. Si $TH1$ es el tiristor más rápido y $TH2$ a THn son lentos por un igual, cuando $TH1$ se ha recuperado, la corriente de recuperación inversa para los demás tiristores sólo puede pasar a través de C_p, que está en paralelo con $TH1$; así C_p se cargará hasta que los demás tiristores se hayan recuperado. Cuando los otros tiristores se hayan recuperado, la tensión a través de $TH1$ será V_1' (ecuación 5). Entonces la parte restante de la tensión de conmutación V_{RWt} se ha de distribuir a través de todos los tiristores. La parte de esta tensión que es captada por $TH1$ es V_1'' (ecuación 6a), que viene dada por

Pero V_1 no ha de sobrepasar el valor límite de la tensión inversa de pico repetitivo, V_{RRM}, del tiristor, de modo que

$$V_{RRM} \geqslant V_1 = \frac{\Delta Q}{C_p}(1 - b) + V_{RWt}\, b. \tag{10a}$$

Con ayuda de la figura 11 podemos calcular C_p.

Como se puede observar en la figura 11, la ecuación (8a) será

$$b = \frac{1}{n} \tag{8b}$$

para valores elevados de C_p/C_e.

Así, en una primera aproximación, la ecuación (10a) puede expresarse por

$$C_p \geqslant \frac{\Delta Q\,(n-1)}{nV_{RRM} - V_{RWt}}. \qquad (10b)$$

Ahora se puede calcular el valor de C_p necesario para la distribución de los transitorios generados externamente. La tensión transitoria V_{tt} (bloqueo directo o inverso $V_{Rtt} = V_{Dtt} = V_{tt}$) sobrepasa la tensión total de trabajo de cresta V_{Wt} (bloqueo directo o inverso $V_{RWt} = V_{DWt} = V_{Wt}$) en $V_{tt} - V_{Wt}$. Este último valor, $(V_{tt} - V_{Wt})$ se ha de distribuir a través de los tiristores de modo que el tiristor en el extremo "caliente" de la cadena experimente una parte igual a $b\,(V_{tt} - V_{Wt})$, como indica la ecuación (6a). Si el mejor tiristor está situado en el extremo "caliente" de la cadena, tiene ya una tensión de bloqueo directo o inverso que es la máxima V_{WM} ($V_{RWM} = V_{DWM} = V_{WM}$). La tensión transitoria total a través de un tiristor no puede sobrepasar a V_{RM} ($V_{RRM} = V_{DRM} = V_{RM}$), por tanto

$$V_{RM} - V_{WM} \geqslant b\,(V_{tt} - V_{Wt}) \qquad (11)$$

(véase fig. 12).

Ahora, por medio de esta relación, podemos hallar el valor necesario de b para una determinada tensión transitoria V_{tt} (tanto la de bloqueo directo como la inversa). Después, con ayuda de la figura 11 podemos encontrar el valor necesario de C_p.

Ahora podemos examinar las medidas para la distribución de los transitorios de cebado. La figura 13 muestra la característica típica de cebado de un tiristor. El tiempo de cebado t_{on} es igual a la suma del tiempo de retardo t_d y del tiempo de subida t_r ($t_{on} = t_d + t_r$). Por supuesto, t_{on} está sujeto a variaciones de una muestra a otra; la figura 14 representa dos tiristores, con dispersión máxima en t_{on}, conectados en serie en un circuito rectificador de media onda. Las formas de onda se muestran en la figura 15. Puede verse que aparece un transitorio a través del tiristor más lento y que puede sobrepasar su valor límite de tensión. Existen dos métodos normales para solucionar este problema: un condensador en paralelo y una inductancia en serie con la carga.

Para averiguar el valor correcto del condensador en paralelo, consideraremos de nuevo una cadena de n tiristores en serie. El caso más desfavorable se presenta cuando todos los tiristores excepto uno se ceban simultáneamente con la máxima tensión de alimentación (el tiristor más lento $TH1$ se ceba después de un retardo

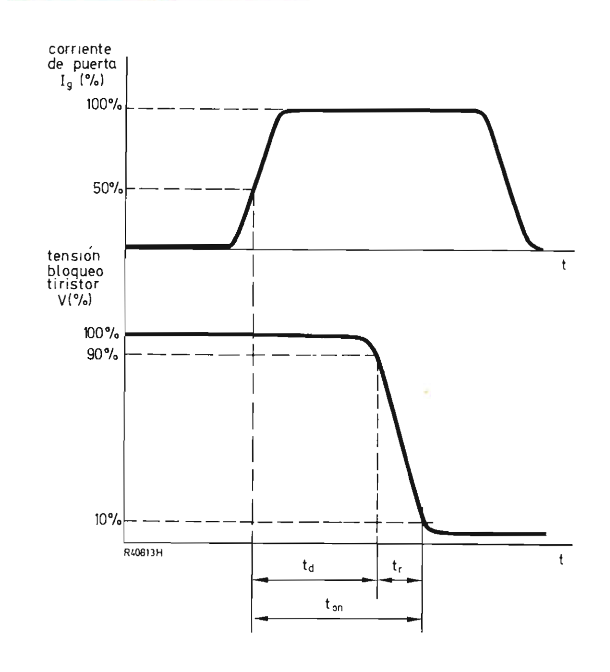


Figura 13. Característica típica de cebado de un tiristor.

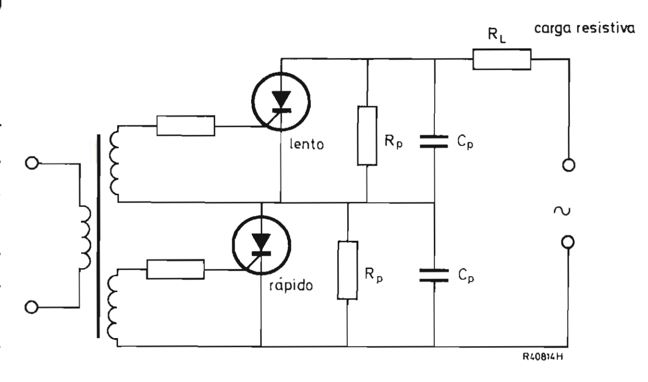


Figura 14. Circuito rectificador de media onda con dos tiristores conectados en serie; uno de ellos con cebado rápido y el otro lento.

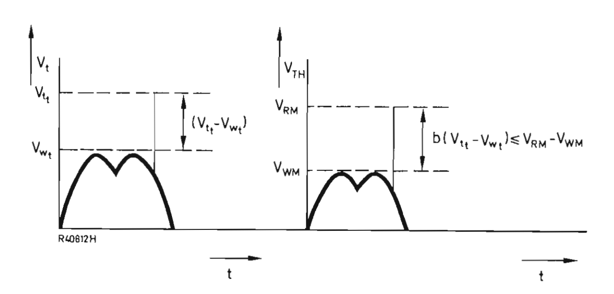


Figura 12. Distribución de tensiones de transitorios a través de una cadena de tiristores en serie.

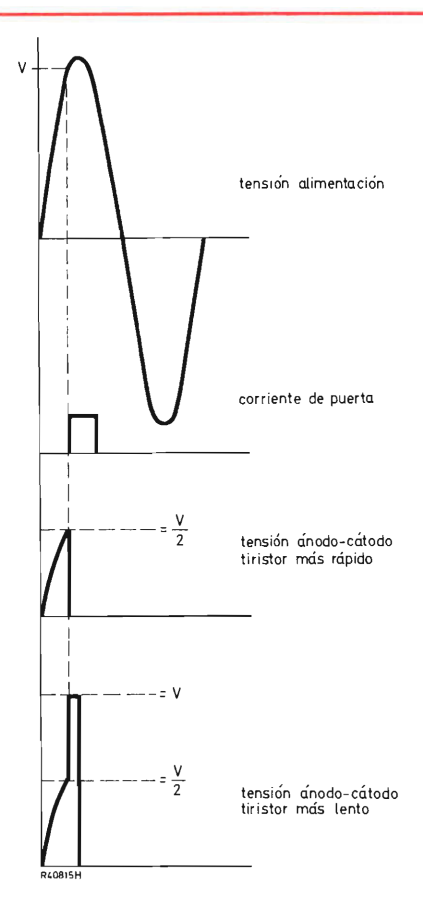


Figura 15. Formas de onda de la figura 14.

Por lo general, esto da por resultado un valor muy grande de C_p que resulta inaceptable debido a las altas corrientes de conmutación. Sin embargo, la mayoría de circuitos rectificadores poseen cierta inductancia, como muestra el circuito equivalente de la figura 18. La forma de onda de la tensión a través de *TH*1 se representa en la figura 19. (Otra vez el pequeño intervalo de tiempo Δt_{on} hace posible simplificaciones, $R_L = 0$ y V_{DW1} es constante, pero a expensas de cierta seguridad. Un cálculo exacto sería largo y engorroso.)

La tensión a través de *TH*1 aumenta según la relación

$$v = V \cos \omega t. \tag{14a}$$

Con ayuda de la figura 19 obtenemos

$$V_{DRM} \geqslant V_{DWt} - (V_{DWt} - V_{DWM}) \cos \omega\, \Delta t_{on}. \tag{14b}$$

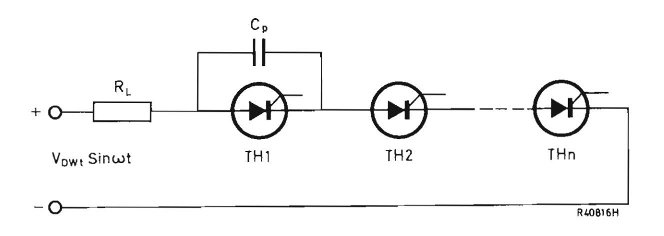


Figura 16. Circuito equivalente cuando *TH*1 está bloqueado y los demás tiristores (del *TH*2 al *TH*n) conducen.

Δt_{on}). La figura 16 representa el circuito equivalente; la tensión a través de *TH*1 variará como se indica en la figura 17 (es una aproximación lo suficiente exacta para el pequeño intervalo de tiempo Δt_{on}). La expresión general de la subida de tensión a través de *TH*1 es

$$v = V\left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)\right) \tag{12a}$$

Con ayuda de la figura 17 obtenemos

$$V_{DRM} - V_{DWM} \geqslant$$

$$\geqslant (V_{DWt} - V_{DWM})\left\{1 - \exp\left(-\frac{\Delta t_{on}}{R_L C_p}\right)\right\}, \tag{12b}$$

que da lugar a

$$C_p \geqslant \frac{\Delta t_{on}}{R_L \ln (V_{DWt} - V_{DWM})/(V_{DWt} - V_{DRM})}. \tag{13}$$

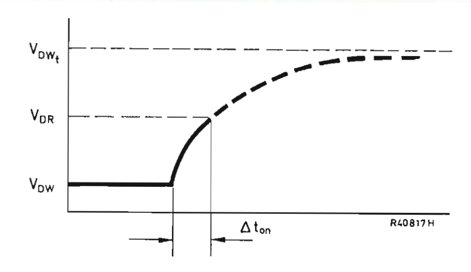


Figura 17. Tensión a través del tiristor lento *TH*1 (fig. 16).

donde

$$\omega^2 = \frac{1}{\Sigma L C_p}.$$

A partir de aquí tenemos

$$\Sigma L \geqslant \frac{\Delta t_{on}{}^2}{C_p\,[\arccos (V_{DWt} - V_{DRM})/(V_{DWt} - V_{DWM})]^2}. \tag{15}$$

Si el condensador C_p se elige de acuerdo con las ecuaciones (10) y (11), se puede determinar el valor mínimo necesario de ΣL. En el circuito existe ya la autoinductancia del transformador y la autoinductancia de la carga; si ΣL es mayor que la combinación de estos dos valores, se tendrá que añadir un inductor adicional. Se ha de conectar un resistor, R_s (fig. 20), en serie con C_p para limitar la velocidad de descarga de C_p durante el cebado y evitar de este modo que se dañe el di/dt en los tiristores. El valor del resistor R_s puede obtenerse de

$$\mathrm{d}i/\mathrm{d}t(C_p) = \frac{V_{DRM}}{R_s t_f'} \exp\left(-\frac{t}{R_s C_p}\right), \tag{16}$$

donde t_f' es el tiempo de caída idealizado de la tensión de ánodo del tiristor.

Por otra parte, se ha de vigilar la subida de corriente introducida por la conmutación ($\mathrm{d}i/\mathrm{d}t_{(com)}$), que viene dada por

$$\mathrm{d}i/\mathrm{d}t_{(com)} \leqslant \frac{V_{DWt}}{L_s} \cdot \frac{t}{t_f'}. \tag{17}$$

La suma de estos dos valores di/dt no debe sobrepasar el valor nominal del tiristor. Por tanto

$$\mathrm{d}i/\mathrm{d}t_{\text{máx}} \geqslant \mathrm{d}i/\mathrm{d}t_{(Cp)} + \mathrm{d}i/\mathrm{d}t_{(com)}. \tag{18a}$$

Si efectuamos sustituciones en las ecuaciones (16) y (17) tendremos

$$\mathrm{d}i/\mathrm{d}t_{\text{máx}} \geqslant \frac{V_{DWt}}{L_s} \cdot \frac{t}{t_f'} + \frac{V_{DRM}}{R_s t_f'} \exp\left(-\frac{t}{R_s C_p}\right), \tag{18b}$$

$\mathrm{d}i/\mathrm{d}t_{(com)}$ tiene el máximo valor para $t = t_f'$, mientras que $\mathrm{d}i/\mathrm{d}t_{(Cp)}$ tiene su valor máximo para $t = 0$.

Es conveniente que el $\mathrm{d}i/\mathrm{d}t_{\text{máx}}$ se produzca para $t = t_f'$, puesto que en este momento una gran parte del cristal estará en conducción y, por consiguiente, la disipación del cebado será minimizada. Esta condición se obtiene a partir de

$$\mathrm{d}i/\mathrm{d}t_{\text{máx}} \geqslant \frac{V_{DWt}}{L_s} + \frac{V_{DRM}}{R_s t_f'} \exp\left(-\frac{t_f'}{R_s C_p}\right) \geqslant \frac{V_{DRM}}{R_s t_f'}. \tag{19}$$

De aquí se puede calcular un valor mínimo para R_s

$$\left(\mathrm{d}i/\mathrm{d}t_{\text{máx}} - \frac{V_{RWt}}{L_s}\right) \frac{R_s \text{ mín } t_f'}{V_{DRM}} \geqslant \exp\left(-\frac{t_f'}{R_s \text{ mín } C_p}\right). \tag{20}$$

El máximo valor admisible para R_s depende de la recuperación inversa. Si la corriente de recuperación inversa comienza a caer, las inductancias del circuito reaccionan a fin de mantener i_R. Esta corriente sólo puede pasar a través de R_s, lo cual da por resultado una caída de tensión a través suyo igual a V_{Rs} que no puede sobrepasar el valor límite de V_{RRM} del tiristor. Por tanto

$$V_{RRM} \geqslant V_{Rs} = \hat{i}_R R_s \tag{21a}$$

y

$$R_s \text{ máx} \leqslant \frac{V_{RRM}}{\hat{i}_R}. \tag{21b}$$

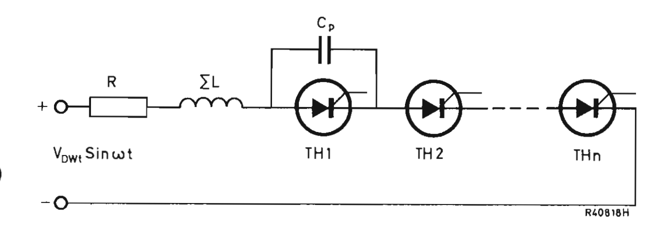


Figura 18. Circuito equivalente cuando el tiristor $TH1$ está bloqueado y los demás conducen.

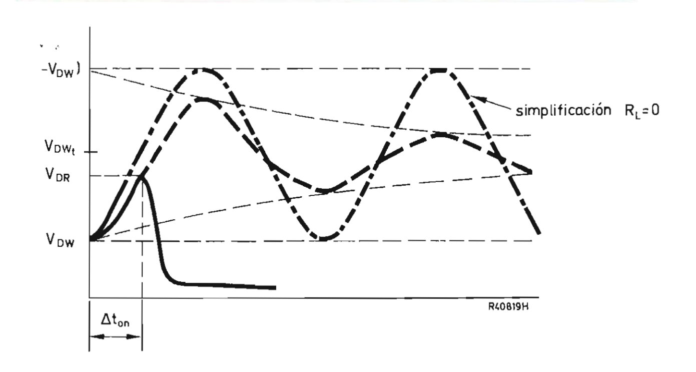


Figura 19. Tensión a través del tiristor lento $TH1$ (fig. 18).

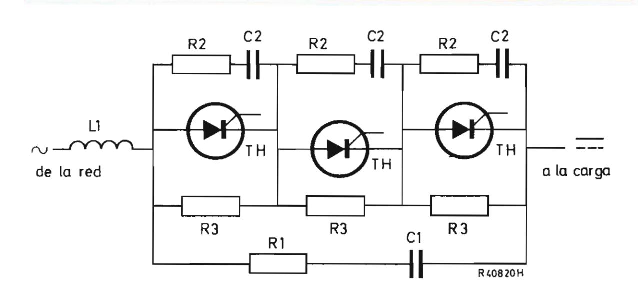


Figura 20. Componentes utilizados con tiristores conectados en serie.

Al final del intervalo de recuperación inversa se excita un circuito RCL y pueden producirse oscilaciones que imponen tensiones excesivas a través de los tiristores. A fin de evitar esto hemos de asegurar que el sistema esté amortiguado de modo totalmente crítico, es decir

$$R_s^2 \geqslant \frac{4 \Sigma L}{C_p}. \tag{22}$$

Ahora hemos de hallar el valor de la tensión de subida y de descebado, que se da cuando se aplican los valores anteriores de C_p, R_s y ΣL.

Si suponemos un conmutador mecánico que esté en serie con la cadena y que se cierre cuando la tensión de alimentación alcanza el máximo (V_{DWt}), la tensión a través de la cadena sube (independientemente del margen de amortiguamiento y, por tanto, independientemente de C_p) a una velocidad

$$\mathrm{d}V/\mathrm{d}t_{(tot)} = V_{DWt} \frac{nR_s}{\Sigma L}. \tag{23}$$

Puesto que R_s es pequeña en comparación con la resistencia de fuga de los tiristores y R_p, la relación $\mathrm{d}V/\mathrm{d}t_{(tot)}$ se distribuirá por un igual a través de los tiristores. Por tanto

$$\mathrm{d}V/\mathrm{d}t_{(Th)} = V_{DWt} \frac{R_s}{\Sigma L}. \tag{24}$$

Este valor no ha de sobrepasar el máximo valor admisible; así

$$\mathrm{d}V/\mathrm{d}t_{\text{máx}} \geqslant V_{DWt} \frac{R_s}{\Sigma L}. \tag{25}$$

Otro modo de mantener la tensión a través de cada tiristor a un nivel aceptable consiste en conectar diodos de avalancha controlada, montados en oposición, a través de cada tiristor. Sin embargo, es necesario siempre conectar una red RC serie en paralelo con cada tiristor para limitar los valores $\mathrm{d}i/\mathrm{d}t$ y $\mathrm{d}V/\mathrm{d}t$. La figura 20 representa todos los componentes utilizados; sus funciones son las siguientes:

- $L1$ es la inductancia de línea ya existente; para limitar el valor $\mathrm{d}i/\mathrm{d}t$, se puede ampliar insertando un choque adicional,
- $C1$ limita el valor $\mathrm{d}V/\mathrm{d}t$ y la sobretensión de conmutación de transitorios,
- $R1$ se ha de insertar en el circuito oscilante $L1C1$ para proporcionar suficiente amortiguamiento y para limitar la corriente de descarga de $C1$ y valores asociados $\mathrm{d}i/\mathrm{d}t$ a través de los tiristores en el cebado,
- $R3$ sirve de paso en paralelo para la corriente de fuga a través de los tiristores e iguala la distribución de la tensión estática,
- $C2$ iguala la dispersión de la capacidad de unión y de masa, y la carga de recuperación inversa (distribución de la tensión dinámica),
- $R2$ actúa de modo parecido a $R1$: limita la corriente de descarga de $C2$ y, por tanto, el valor $\mathrm{d}i/\mathrm{d}t$ durante el cebado a través de cada tiristor.

Los componentes $R2$, $R3$ y $C2$ son siempre necesarios para el funcionamiento en serie de los tiristores, mientras que los componentes $L1$, $R1$ y $C1$ pueden ser necesarios para ciertos montajes y cargas.

Está claro que el procedimiento de diseño que acabamos de describir es largo y complicado; el procedimiento de diseño con tiristores de avalancha controlada es mucho más sencillo.

Tiristores de avalancha controlada

Cuando se emplean tiristores de avalancha controlada, la corriente de recuperación de sentido inverso puede continuar circulando a través del tiristor más rápido. Sin embargo, la capacidad de disipación es igualmente limitada, de modo que debe determinarse el valor nominal de potencia de avalancha necesaria a fin de poder elegir los tiristores más adecuados. Seguidamente se describe un método para determinar el valor nominal de la potencia de avalancha necesario para los tiristores.

La figura 6 muestra la recuperación de sentido inverso idealizada de dos tiristores distintos. En el instante t_1, el tiristor rápido $TH1$ alcanza su capacidad de bloqueo en sentido inverso nominal, y en el instante t_2 la alcanza $TH2$. Durante el tiempo $\Delta t = t_2 - t_1$ se ha de compensar la diferencia en carga ΔQ. Una corriente i_R pasa por la zona de avalancha del dispositivo más rápido, de modo que podemos considerar que la energía viene dada por

$$E = \int_{t_1}^{t_2} i_R(t)\, V_{(BR)R}\, \mathrm{d}t, \tag{26}$$

lo cual, puesto que

$$\Delta Q = \int_{t_1}^{t_2} i_R(t)\, \mathrm{d}t,$$

nos dará

$$E = \Delta Q\, V_{(BR)R}. \tag{27}$$

Para la energía máxima, se añade un 15 % a la máxima tensión inversa de avalancha a la temperatura ambiente. (Esto introducirá el efecto de temperatura e influencia de la resistencia dinámica en la zona de avalancha.)

El tiempo t_1 viene dado por

$$Q_{\text{mín}} = \frac{\hat{i}_{R1} t_1}{2}$$

$$= \frac{1}{2} \cdot \mathrm{d}i/\mathrm{d}t \cdot t_1^2 \quad \rightarrow \quad t_1 = \sqrt{\left(\frac{2Q_{\text{mín}}}{\mathrm{d}i/\mathrm{d}t}\right)} \quad (28)$$

y el t_2 por

$$Q_{\text{máx}} = \frac{\hat{i}_{R2} t_2}{2}$$

$$= \frac{1}{2} \cdot \mathrm{d}i/\mathrm{d}t \cdot t_2^2 \quad \rightarrow \quad t_2 = \sqrt{\left(\frac{2Q_{\text{máx}}}{\mathrm{d}i/\mathrm{d}t}\right)}. \quad (29)$$

La disipación P está en función del tiempo (fig. 21, línea de trazo continuo). Un impulso cuadrado de amplitud $\hat{P}$ y duración τ (línea a trazos) dará la misma subida en temperatura.

$\hat{P}$ viene dado por

$$\hat{P} = V_{(BR)R}\, \hat{i}_R. \quad (30)$$

A partir de la ecuación (29)

$$Q_{\text{máx}} = \frac{\hat{i}_{R2} t_2}{2}$$

$$= \frac{\hat{i}_{R2}^{\,2}}{2\mathrm{d}i/\mathrm{d}t}$$

$$\therefore\ \hat{i}_{R2} = \sqrt{(2Q_{\text{máx}}\, \mathrm{d}i/\mathrm{d}t)}. \quad (31)$$

Como $\hat{i}_R = \hat{i}_{R2}$, la potencia de avalancha de pico será

$$P = V_{(BR)R} \sqrt{(2Q_{\text{máx}}\, \mathrm{d}i/\mathrm{d}t)} \quad (32)$$

y se ha de disipar durante el tiempo

$$\tau = \frac{\Delta t\, \{2 + \sqrt{(Q_{\text{mín}}/Q_{\text{máx}})}\}^2}{9}, \quad (33)$$

que también es igual a

$$\tau = \sqrt{\left(\frac{2}{\mathrm{d}i/\mathrm{d}t}\right)} \cdot \frac{4Q_{\text{máx}}^{\,2/3} - 3Q_{\text{máx}}^{\,1/2} Q_{\text{mín}} - Q_{\text{mín}}^{\,3/2}}{9Q_{\text{máx}}}. \quad (34)$$

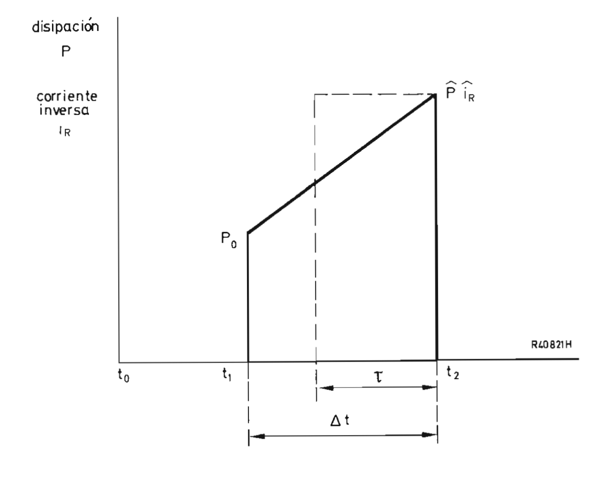


Figura 21. Corriente de recuperación en sentido inverso y potencia de avalancha en función del tiempo.

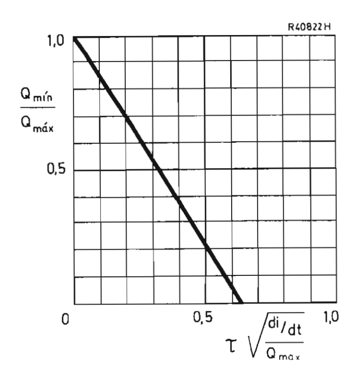


Figura 22. $Q_{\text{mín}}/Q_{\text{máx}}$ en función de $\tau \sqrt{(\mathrm{d}i/\mathrm{d}t)/Q_{\text{máx}}}$ deducido de la ecuación (35).

Observemos que

$$\tau \sqrt{\frac{\mathrm{d}i/\mathrm{d}t}{Q_{\text{máx}}}} = \frac{4\sqrt{2}}{9}\left[1 - 3/4\frac{Q_{\text{mín}}}{Q_{\text{máx}}} - 1/4\left(\frac{Q_{\text{mín}}}{Q_{\text{máx}}}\right)^{3/2}\right]$$

Los cálculos con esta fórmula resultan complicados; resulta más fácil utilizar un gráfico (fig. 22) con el valor

$$\tau \sqrt{\left(\frac{\mathrm{d}i/\mathrm{d}t}{Q_{\text{máx}}}\right)} = f\left(\frac{Q_{\text{mín}}}{Q_{\text{máx}}}\right). \quad (35)$$

Si la capacidad de potencia de avalancha necesaria es mayor que el valor indicado en las hojas de características de cualquier tiristor adecuado y disponible, se ha de emplear un condensador en paralelo C_p para acomodar la potencia excesiva. Esto se puede calcular del siguiente modo.

Los datos del tiristor indicarán una cierta duración admisible, τ', para $\hat{P}$. La carga ($\Delta Q'$) que ha de ser absorbida por C_p se puede calcular a partir de

$$Q'_{\text{mín}} - Q_{\text{mín}} = \Delta Q' \qquad (36)$$

después de que se haya calculado $Q'_{\text{mín}}$, para el valor existente de $Q_{\text{máx}}$, a partir de la ecuación (35).

La cantidad

$$\Delta Q'' = Q_{\text{máx}} - Q'_{\text{mín}} \qquad (37)$$

será suministrada por la corriente i_R en la zona de avalancha. El condensador C_p se puede determinar ahora a partir de

$$V_{(BR)R} = \frac{\Delta Q'}{C_p} \quad \rightarrow \quad C_p = \frac{\Delta Q'}{V_{(BR)R}}. \qquad (38)$$

Si el tiristor más rápido tiene un valor mínimo de $V_{(BR)R}$, $\Delta Q'$ será pequeña y así $\Delta Q''$ será relativamente grande; esto origina una subida a un valor grande de τ de modo que es importante determinar en este estado si el impulso de potencia supuesto está todavía dentro de los valores nominales del tiristor.

Ahora examinaremos brevemente las consecuencias de transitorios exteriores (tanto en sentido directo como inverso). Un transitorio inverso se distribuirá a través de todos los tiristores de la cadena en serie; si la cadena no puede manejar esta energía, tendrán que tomarse medidas para una limitación más estricta. Un transitorio en bloqueo directo puede cebar la cadena y disipar su energía en la carga o bien (si esto no es posible) distribuirse en los tiristores sin sobrepasar su tensión de ruptura mínima $V_{(BO)\text{mín}}$ gracias a los condensadores C_p. En este último caso, el cálculo es parecido al que se realiza con tiristores sin avalancha controlada (ecuación 39 y figura 12):

$$V_{(BO)\text{mín}} - V_{DWM\text{máx}} \geqslant b\,(V_{tt} - V_{DWt}). \qquad (39)$$

La distribución de transitorios de cebado no es necesaria puesto que, cuando los tiristores más lentos alcanzan una tensión de bloqueo directo que sobrepase su $V_{(BO)}$, se cebarán forzosamente. Sin embargo, es necesario asegurar que los valores admisibles de di/dt para $V_{(BO)}$ no se sobrepasan (el método para calcularlo es el mismo que para los tiristores de avalancha no controlada).

4. CONSIDERACIONES PRACTICAS

En general, la experiencia práctica ha demostrado que:

a) los tiristores de avalancha controlada son casi imprescindibles,
b) la distribución de la tensión durante el bloquec directo se ha de conseguir mediante resistores en paralelo,
c) el cálculo del condensador en paralelo necesario se ha de basar en la distribución del transitorio durante el bloqueo directo (transitorios de red y de conmutación del transformador) y aumento de la capacidad de conmutación en sentido inverso durante la conmutación,
d) se ha de conectar un resistor en serie con el condensador para limitar di/dt y dV/dt a valores de seguridad. (Nota: si un tiristor se ceba por una V_{BO} o dV/dt excesivas, se obtiene un tiempo de caída menor t_f –que da lugar a un di/dt mayor– que con el disparo por puerta. Además, en este caso, el valor límite de di/dt es inferior.)

Disipación en el resistor en paralelo

La disipación en el resistor en paralelo R_p viene dada por

$$P_{R_p} = \frac{V_{RMS}^2}{R_p} \qquad (40)$$

donde V_{RMS} es la máxima tensión eficaz a través del tiristor. La tensión V_{RMS}^2 se puede calcular a partir de V_{WM} para varios montajes si se conoce el factor de forma a. Entonces

$$a = \frac{V_{RMS}^2}{V_{WM}^2} \qquad (41)$$

Si se sustituye en la ecuación (40) se tiene

$$P_{R_p} = a\,\frac{V_{WM}^2}{R_p}. \qquad (42)$$

Se necesita conocer el factor a para montajes típicos.

En un circuito rectificador con tiristores, el valor eficaz más elevado de la tensión de bloqueo se da cuando el ángulo de conducción es igual a cero, es decir, cuando la tensión es una onda sinusoidal completa (fig. 23). Entonces

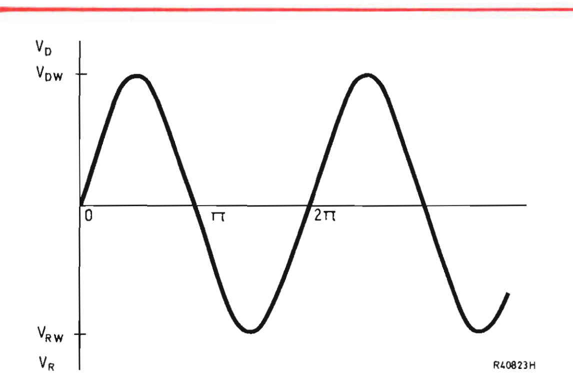


Figura 23. Máxima tensión de bloqueo en cualquier circuito rectificador con tiristor.

$$a = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \sin^2 x \, dx$$

$$= \frac{1}{2\pi}\left[\frac{x}{2} - \frac{\sin^2 x}{4}\right]_0^{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \cdot \pi = 0,5. \qquad (43)$$

En el inversor de onda cuadrada o en circuitos chopper, a es igual al ciclo de trabajo durante bloqueo directo (fig. 24). Entonces

$$a = \frac{t_1}{T}. \qquad (44)$$

Sin embargo, si se aplica conmutación muy lenta, el cálculo ha de hacerse para una tensión de bloqueo continua. Entonces

$$a = 1. \qquad (45)$$

Si se aplica una onda en diente de sierra a la cadena en serie (fig. 25), entonces

$$a = \frac{1}{T}\int_0^T \left(\frac{t}{t_1}\right)^2 dt$$

$$= \frac{1}{T}\left[\frac{t^3}{3\,t_1^{\,2}}\right]_0^{t_1} = \frac{1}{T}\,\frac{t_1^{\,3}}{3\,t_1^{\,2}} = \frac{t_1}{3\,T}. \qquad (46)$$

Disparo

Cuando un tiristor comienza a conducir, primero hay un tiempo de retardo (t_d), luego un tiempo de caída (t_f), después un tiempo de dispersión (t_s) y finalmente el tiempo de trabajo normal. En el caso de una rápida subida del impulso de disparo (dI_g/dt) y un pico I_g elevado, el tiristor se ceba rápidamente (es decir, t_d es pequeño); sin embargo, aunque es posible minimizar t_d de este modo, las características de los impulsos de disparo influyen poco sobre t_f.

Para el funcionamiento en serie, se necesitan impulsos de disparo de subida rápida para minimizar t_d y asegurar que los puntos de cebado coincidan tanto como sea posible (así resulta improbable que V_{BO} sea alcanzada por el tiristor más lento). Si se emplean tipos de avalancha controlada, esto no es importante, aunque tampoco se puede ignorar puesto que puede dañarse el di/dt debido al cebado V_{BO}.

De modo parecido, en funcionamiento en paralelo, los puntos de cebado deben sincronizarse lo más exactamente posible, puesto que puede ocurrir que un tiristor lento no tenga suficiente tensión para el cebado cuando los dispositivos en paralelo estén ya conduciendo.

Fusibles

Generalmente, se necesitan fusibles para proteger los montajes de tiristores en serie y en paralelo. Los fusibles rápidos se requieren para evitar sobrecargas que, de lo contrario, destruirían al tiristor en menos de medio

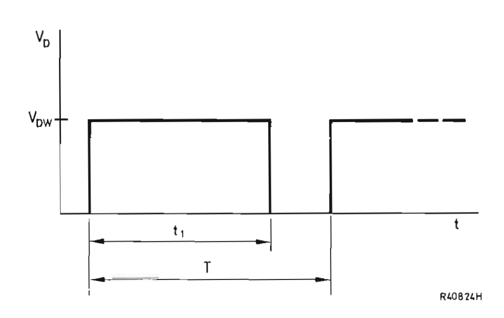


Figura 24. Tensión de bloqueo directo en un inversor de onda cuadrada o circuitos chopper.

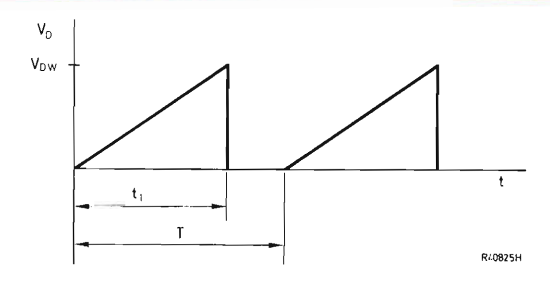


Figura 25. Onda en forma de diente de sierra aplicada a una cadena de tiristores en serie.

ciclo (las sobrecargas menores que no dañan al tiristor hasta después de transcurrir 10 ms, generalmente se eliminan por medio de contactores de sobrecarga).

El valor nominal de I^2t para el fusible naturalmente ha de ser inferior al del tiristor que protege.

5. EJEMPLO DE APLICACION

Supongamos que tenemos un rectificador puente trifásico controlable que entrega una salida de c.c. de 11 kV a 90 A. El transformador está calculado para 1100 kVA y la tensión de cortocircuito es del 10 %.

La velocidad del cambio de corriente durante la conmutación se puede suponer que es igual a

$$di/dt \approx 0{,}3\ \text{A}/\mu\text{s}.$$

Para la máxima temperatura de la unión $T_{j\ \text{máx}}$ = = 125°C, se da la siguiente dispersión en la carga de recuperación en sentido inverso en el tiristor de avalancha controlada.

$$Q_{\text{mín}} = 5\ \mu\text{C}, \quad Q_{\text{máx}} = 20\ \mu\text{C}.$$

La máxima tensión de cresta de trabajo, V_{Wt}, a través de la cadena en serie es

$$V_{Wt} = 1{,}05\ V_o \times 1{,}15$$
$$= 13{,}3\ \text{kV}$$

donde se incorpora el factor 1,15 para tener en cuenta la tensión del transformador sin carga y las fluctuaciones de la red.

Para este tiristor

$$V_{RWM} = V_{DWM} = V_{WM} = 1200\ \text{V}.$$

Así, de la ecuación (2), el número de tiristores en serie necesarios (suponiendo $\alpha = 3$ y $\beta = 0{,}05$) es

$$n \geqslant 1 + \frac{V_{Wt} - V_{WM}}{V_{WM}} A$$
$$= 1 + \frac{13\,300 - 1200}{1200} \times 1{,}46$$
$$= 14{,}7$$

por tanto $n = 15$.

Según las hojas de características, tenemos que

$$I_{L\ \text{máx}} = I_D = I_R = 13\ \text{mA}.$$

Entonces (ecuación 3) podemos hallar el valor de R_p

$$R_p \leqslant \frac{V_{WM}}{I_{L\text{máx}}} B$$
$$= \frac{1200}{0{,}013} \times 0{,}229$$
$$= 21\,200\ \Omega,$$

de modo que resultará adecuado un valor de R_p = = 18 kΩ ±5 %.

La disipación en R_p (ecuación 42) para a = 0,5 es

$$P_{Rp} = a \frac{V_{WM}^2}{R_p}$$
$$= 0{,}5 \frac{1200^2}{18 \times 10^2}$$
$$= 40\ \text{W}.$$

Ahora se puede hallar el valor necesario de C_p.

En primer lugar, a partir de la ecuación (32) tenemos

$$\hat{P} = V_{(BR)R} \sqrt{(2 Q_{\text{máx}}\, di/dt)}$$
$$= 1300 \sqrt{(2 \times 20 \times 0{,}3)}$$
$$= 4{,}5\ \text{kW}.$$

De acuerdo con las hojas de características

$$\frac{Q_{\text{mín}}}{Q_{\text{máx}}} = \frac{5}{20}$$
$$= 0{,}25.$$

A partir de la ecuación (35) y aplicando los valores indicados en la figura 22

$$\tau \sqrt{\left(\frac{di/dt}{Q_{\text{máx}}}\right)} = f\left(\frac{Q_{\text{mín}}}{Q_{\text{máx}}}\right) = 0{,}49$$
$$\therefore \tau = 0{,}49 \sqrt{\left(\frac{Q_{\text{máx}}}{di/dt}\right)}$$
$$= 0{,}49 \sqrt{\left(\frac{20}{0{,}3}\right)}$$
$$= 4\ \mu\text{s}.$$

Para 4 μs y $T_{j\ \text{máx}}$, $P_{RRM\text{máx}}$ = 12,5 kW (extrapolado de 9 kW a 10 μs). Por tanto, no se necesita condensador

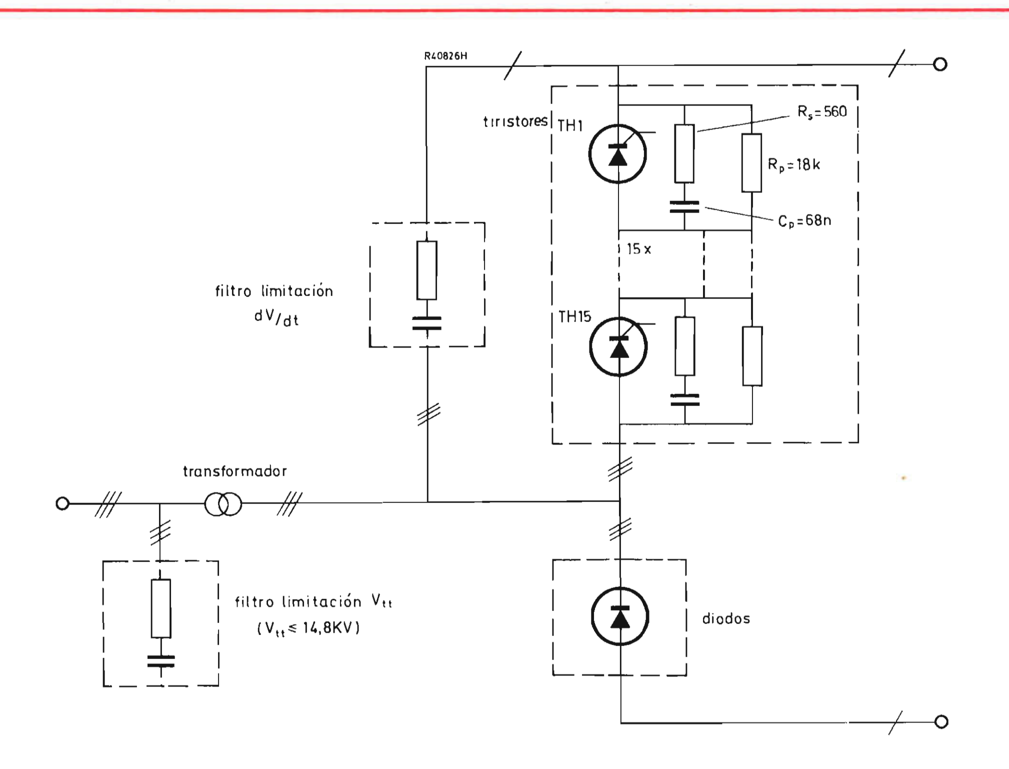


Figura 26. Ejemplo de circuito rectificador con tiristores.

en paralelo para la carga de recuperación en sentido inverso.

Sin embargo, será necesario un condensador en paralelo para asegurar la mejor distribución del transitorio; deberá tener un valor mucho mayor que el de C_e, la capacidad a masa del tiristor y del radiador. Si suponemos un valor de 20 pF como mínimo (fig. 10) para C_e, el valor de C_p vendrá dado por (fig. 11)

$$C_p \geqslant 3330\, C_e$$
$$= 3330 \times 20$$
$$= 67 \text{ nF.}$$

Puesto que la ecuación (8b) es válida en este caso, el máximo transitorio de entrada admisible se puede calcular por medio de la ecuación (39) del siguiente modo

$$V_{BO\ \text{mín}} - V_{DWM\ \text{máx}} \geqslant b\,(V_{tt} - V_{DWt})$$

$$\therefore\ 1300 - 1200 \geqslant \frac{1}{15}(V_{tt} - 13\,300)$$

$$\therefore\ V_{tt} \leqslant 14{,}8 \text{ kV.}$$

Si se supone que existirán transitorios de valor superior, se tendrán que tomar medidas (p. ej., filtros a través de los devanados del transformador).

Puesto que los tiristores pueden cebarse debido a una V_{BO} excesiva, pueden producirse los tiempos de caída mucho más cortos de lo que sería de esperar con el cebado por puerta; el t_f puede ser de 50 ns como mínimo. Así R_s se puede calcular a partir de

$$R_s \approx \frac{V_{BO}}{\text{d}i/\text{d}t\ .\ t_f}$$

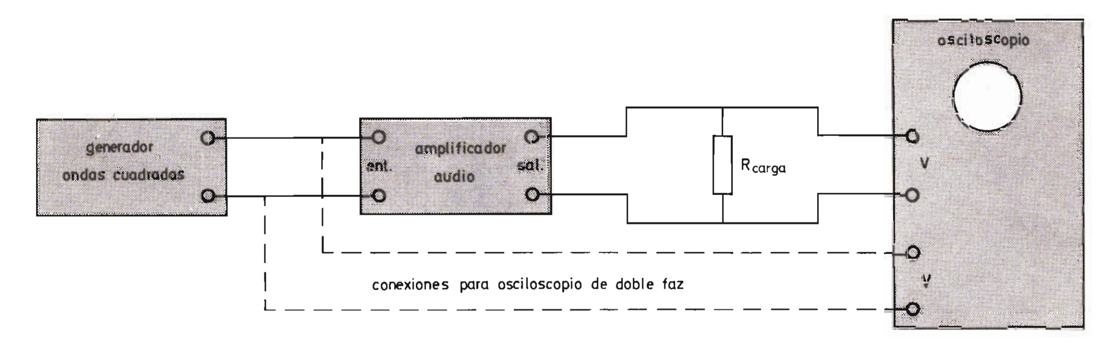
$$= \frac{1300}{50 \times 0{,}05}$$

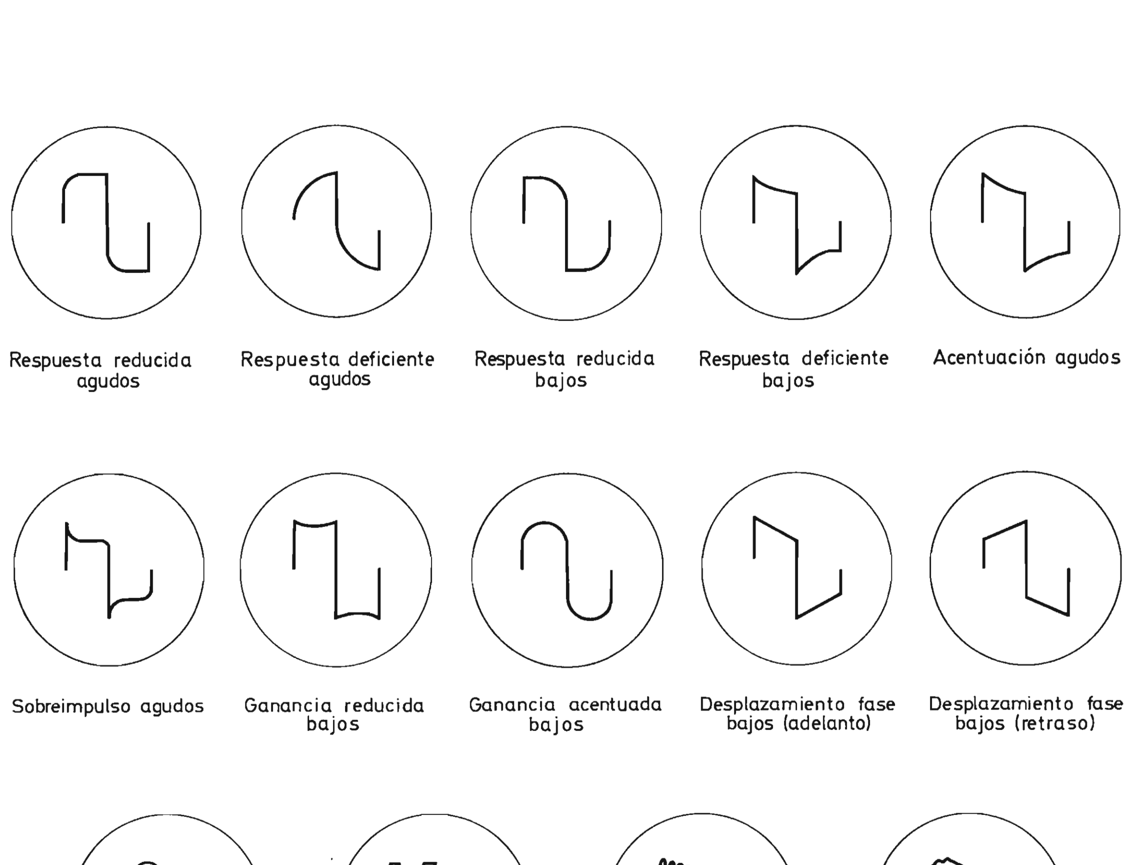
$$= 520\ \Omega.$$

El siguiente valor normalizado más elevado es el de 560 Ω. Si la relación dV/dt no está lo suficientemente limitada con este valor relativamente elevado de R_s, se habrá de conectar un filtro RC a través de toda la cadena para mantener el dV/dt por debajo de un nivel de seguridad.

De acuerdo con estos cálculos, se obtiene el circuito que representa la figura 26.

Análisis y pruebas con ondas cuadradas en amplificadores de audio





Respuesta reducida agudos

Respuesta deficiente agudos

Respuesta reducida bajos

Respuesta deficiente bajos

Acentuación agudos

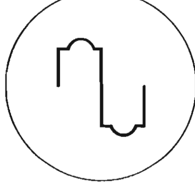
Sobreimpulso agudos

Ganancia reducida bajos

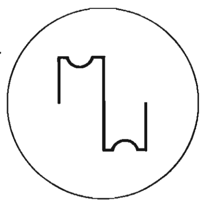
Ganancia acentuada bajos

Desplazamiento fase bajos (adelanto)

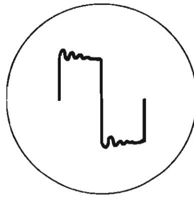
Desplazamiento fase bajos (retraso)



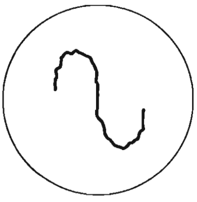
Acentuación banda estrecha



Atenuación banda estrecha



Oscilaciones transitorias



Respuesta global deficiente

CONSIDERACIONES SOBRE CONTROLES ELECTRONICOS: SISTEMAS CON DOS ESTADOS

Se describe el comportamiento de los sistemas no lineales de dos estados, cuya salida puede tomar dos valores posibles en función de la variable de entrada.

NO LINEALIDAD DE DOS ESTADOS

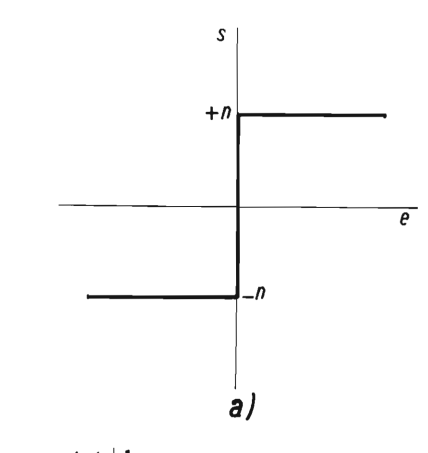
Una particular e importantísima categoría de las no linealidades independientes de la frecuencia la constituyen las no linealidades de dos estados o valores, las cuales se caracterizan por la propiedad de que la salida, en correspondencia a todo el campo de variaciones de la variable de entrada, puede adoptar uno de los dos estados o valores posibles.

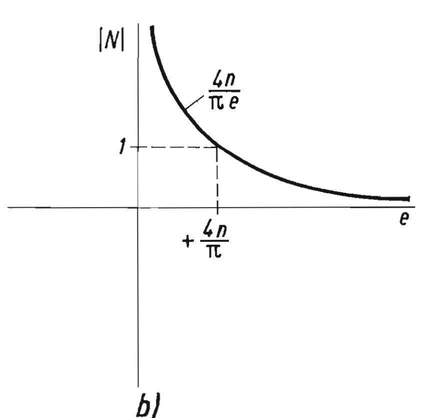
Por simplicidad, admitiremos que los dos campos de la variable de entrada, correspondientes a dos valores diferentes de la salida, sean completamente independientes, apartados de un único punto de singularidad, que supondremos coincide con el cero.

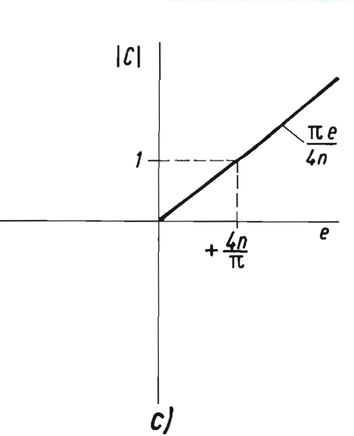
Admitamos asimismo que, con valores positivos de la variable de entrada, la salida tenga un valor positivo y constante para cualquier valor positivo de la variable y un valor negativo constante, igual y contrario al valor positivo, para cualquier valor negativo de la variable.

Todo lo que acabamos de decir es lo que definiremos con el término de sistema *"ideal de dos estados"* (fig. 1 *a*).

Además de pasar la salida de un estado a otro de una manera "ideal", puede efectuarse el tránsito de un modo más complejo, por ejemplo, por intermedio de una "zona muerta", de una histéresis o de una combinación de ambas, obteniéndose así otros tipos de sistemas no lineales de dos estados.







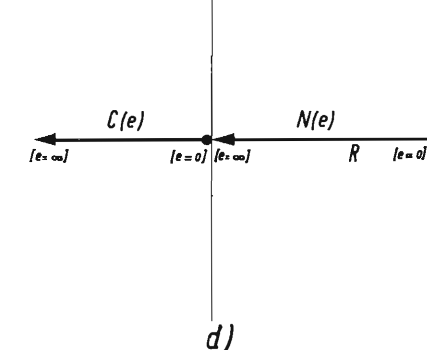
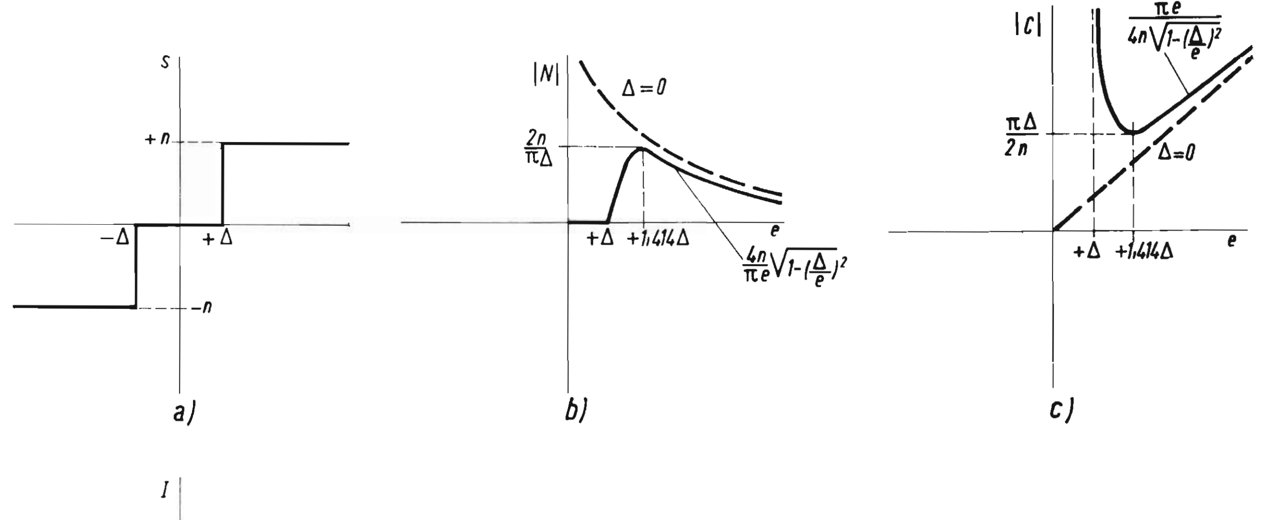


Figura 1. Características de un sistema no lineal de dos estados ideal.



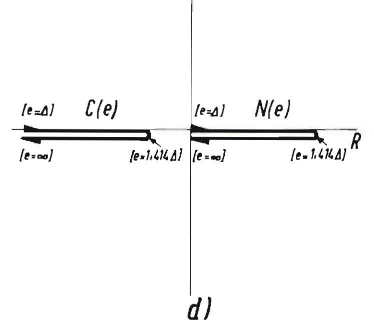


Figura 2. Características de un sistema no lineal de dos estados con umbral.

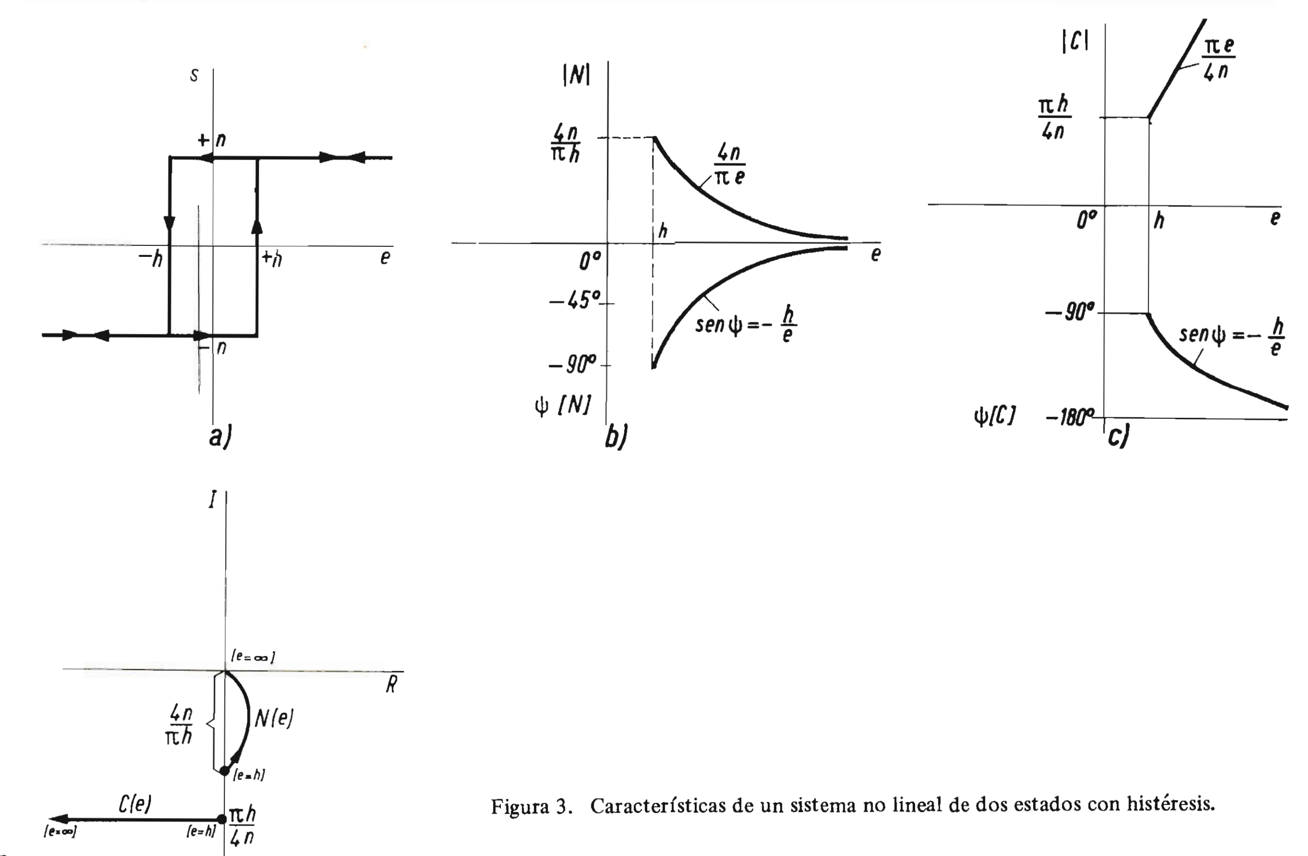


Figura 3. Características de un sistema no lineal de dos estados con histéresis.

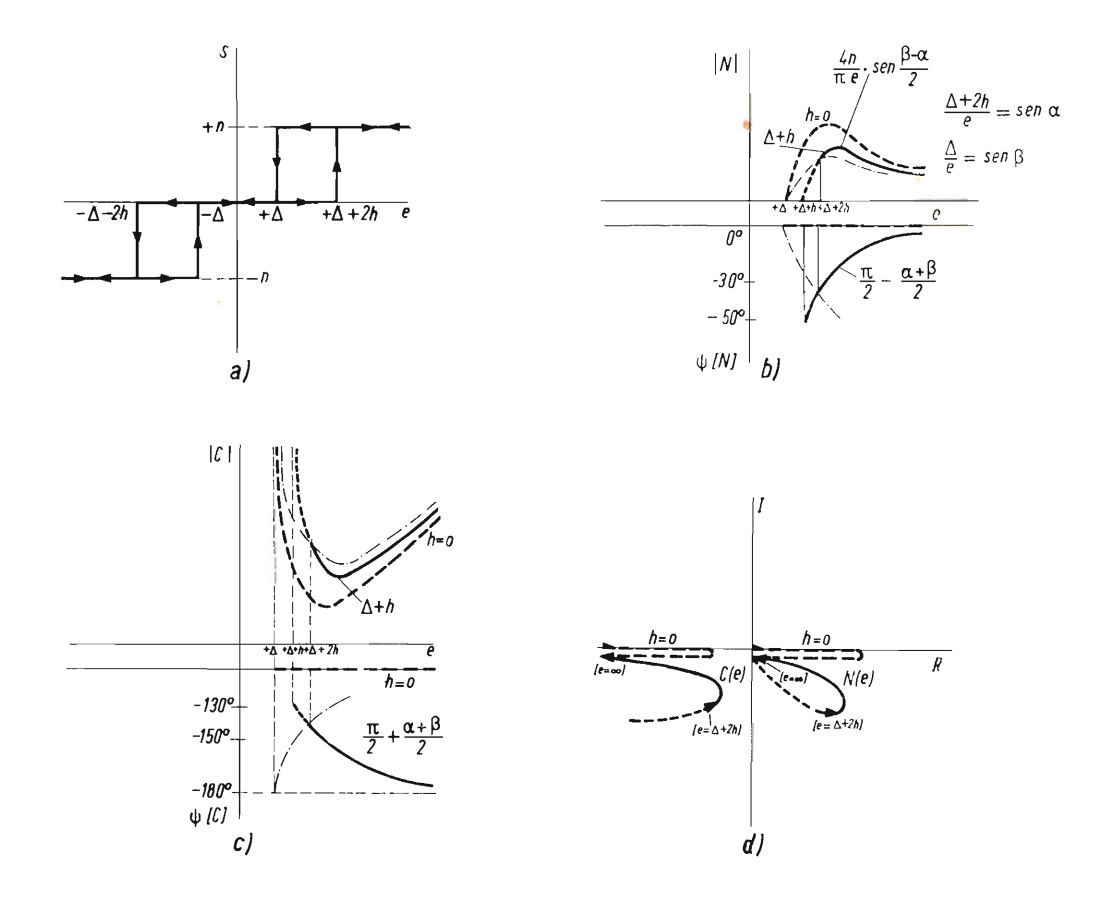


Figura 4. Características de un sistema no lineal de dos estados, con umbral y con histéresis.

En el sistema de *"dos estados con umbral"* (fig. 2*a*), los dos estados fundamentales de la salida se presentan solamente para valores de la variable de entrada superiores o inferiores a dos valores determinados, llamados "umbrales", que delimitan la "zona muerta". Para valores comprendidos entre los citados umbrales, la salida tiene un tercer valor, que suponemos nulo, el cual carece de una importante propiedad, característica de los dos estados fundamentales: no se mantiene para valores grandes, positivos o negativos, de la variable de entrada. Es evidente que, para valores de esta última exteriores a la zona muerta y suficientemente grandes, esta no linealidad tiende a confundirse con la ideal.

El sistema de *"dos estados con histéresis"* (fig. 3*a*) se caracteriza porque existe, para la variable de entrada, un intervalo durante el cual la salida es una función de dos valores, los cuales coinciden con los dos estados fundamentales, aunque la presencia de uno u otro no depende solamente del valor de la variable de entrada, sino también del signo de su variación. Ordinariamente, en el exterior del citado intervalo, y para valores de entrada suficientemente grandes, la no linealidad tiende a coincidir con la ideal.

En la figura 4*a*, está representado el sistema de *"dos estados con umbral de histéresis"*.

CARACTERISTICAS DE LA NO LINEALIDAD DE DOS ESTADOS

Vamos a tratar ahora de las características de los cuatro sistemas no lineales de dos estados, que acabamos de considerar.

a) Sistema ideal de dos estados (fig. 1). Puede considerarse como el límite de la característica de una saturación en el caso particular de que tienda hacia el infinito la pendiente k del tramo rectilíneo, o el módulo de la función descriptiva N (ganancia), correspondiente a pequeños valores de la variable de entrada. Son evidentes las variantes que se obtienen de la función descriptiva y del diagrama crítico.

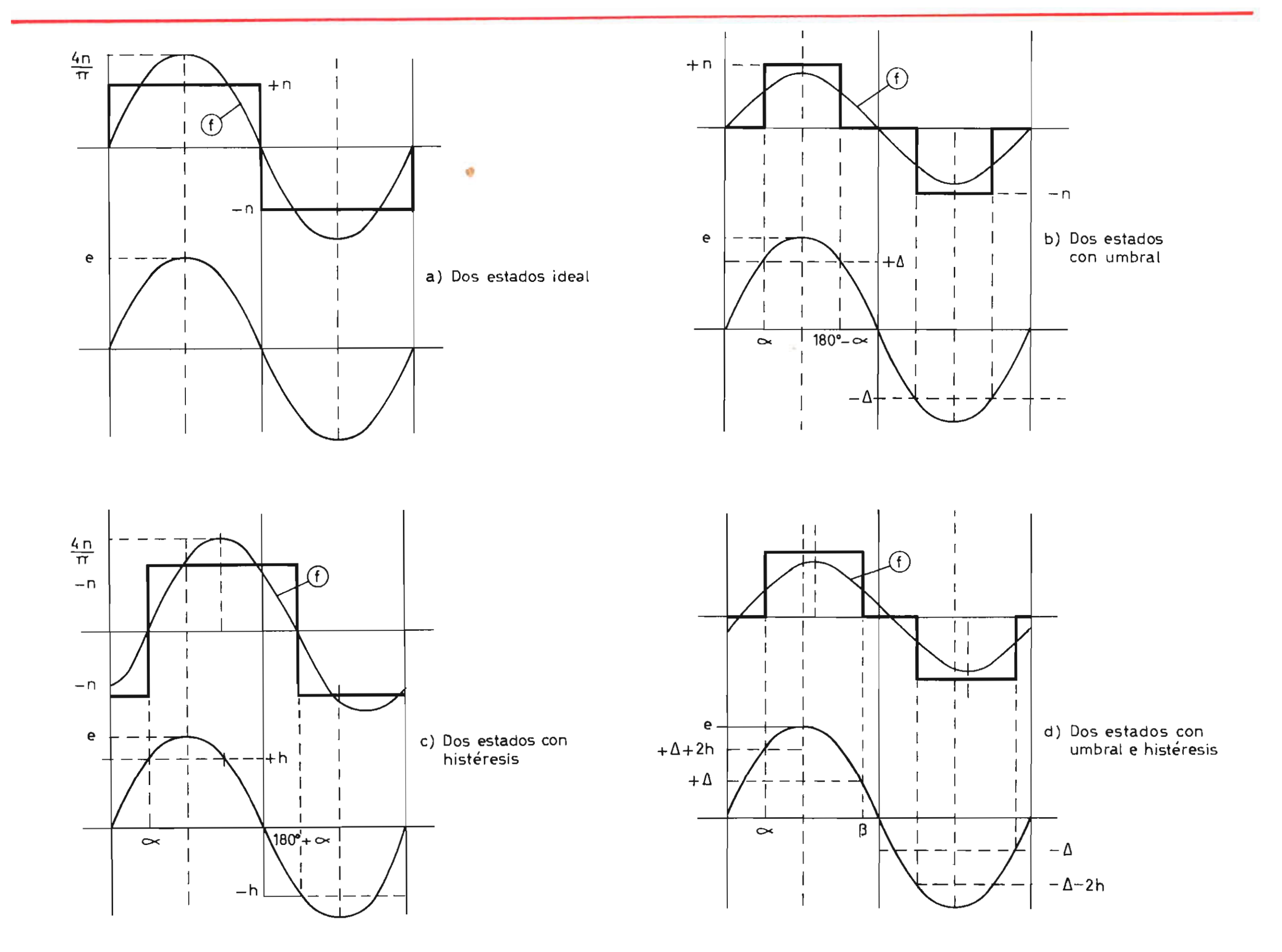


Figura 5. Forma de la onda de salida de un sistema no lineal de dos estados, con entrada sinusoidal (f = frecuencia fundamental de salida).

Observemos ahora que a una entrada sinusoidal de una amplitud cualquiera *e* le corresponde siempre una onda cuadrada de salida ($+n$, $-n$) (figura 5 *a*) con una fundamental de valor $4n/\pi$. El módulo de la función descriptiva es, por tanto, igual a

$$\frac{4n}{\pi e}.$$

La función descriptiva es real, puesto que la frecuencia fundamental de salida no puede resultar desfasada con respecto a la sinusoide de entrada.

b) Sistema de dos estados con zona muerta (fig. 2). Como hemos dicho, para valores suficientemente elevados de la amplitud de entrada, las características son similares a las del sistema de dos estados ideal.

Para amplitudes de la sinusoide de entrada inferiores al umbral Δ, la ganancia es nula al anularse la salida. Las características tenderán, por consiguiente, al aproximarse a dicho intervalo, a ser similares a las del umbral.

La salida no es una verdadera onda cuadrada, sino que está constituida por una serie de "impulsos", alternativamente positivos y negativos, de amplitud constante, centrados en los respectivos semiperíodos y de longitud variable desde cero a la del semiperíodo al aumentar la amplitud de la entrada, como se ve en la figura 5 *b*.

La ganancia máxima se obtiene para una amplitud de entrada igual a $\sqrt{2}\,\Delta$ y su valor es $2n/\pi\Delta$; los impulsos de salida tienen ahora una longitud igual a la mitad de un semiperíodo (ángulo de circulación = 90°), mientras que la frecuencia fundamental de salida vale:

$$\frac{1}{\sqrt{2}}\cdot\frac{4n}{\pi}.$$

Se observa que estos dos valores son independientes de la amplitud del umbral Δ. También en este caso, la función descriptiva es real, no existiendo desfase alguno

entre la fundamental de salida y la sinusoide de entrada.

c) Sistema de dos estados con histéresis (fig. 3). Para amplitudes de entrada contenidas en el intervalo ($+h$, $-h$), la fundamental de salida es nula; fuera de dicho intervalo aparece en la salida una onda cuadrada (figura 5 *c*), cuya fundamental está desfasada con respecto a la onda de entrada.

El desfase tiende a cero para amplitudes de entrada muy grandes (equivalencia con los dos estados ideales); tiende a 90° de retardo para amplitudes decrecientes y tendentes hacia h, lo cual puede reconocerse fácilmente examinando el gráfico de la figura 3 *a*, ya que al pasar por el cero una sinusoide de entrada de amplitud h, la fundamental de la onda cuadrada de salida está en su máximo; en el máximo de h de la sinusoide de entrada, la fundamental de salida pasa por cero. Ambas ondas están, por consiguiente, en cuadratura.

La función descriptiva es, pues, compleja en este caso. El módulo, si existe, tiene la misma forma que el del sistema ideal de dos estados.

d) Sistemas de dos estados, con umbral e histéresis (fig. 4). Este caso, más bien complejo, es también el más frecuente en la práctica.

La salida (fig. 5 *d*) existe sólo para amplitudes de entrada superiores a $\Delta + 2h$ y está constituida por una serie de "impulsos", alternativamente positivos y negativos, centrados en el semiperíodo, que está desfasado con respecto al de la sinusoide de entrada (véase el sistema con histéresis).

La función descriptiva es compleja y tiende ordinariamente a identificarse con la del sistema de dos estados ideal al aumentar la amplitud de entrada.

SISTEMA DE REGULACION AUTOMATICA CON UNA NO LINEALIDAD Y DOS ESTADOS

Los dispositivos o sistemas de dos estados, como son, por ejemplo, el relé y algunos semiconductores o combinaciones de semiconductores, presentan indiscutibles ventajas en su empleo como amplificadores de potencia en los sistemas de regulación automática.

La teoría de la función descriptiva es asimismo un método que permite, para algunos efectos, tratar estos dispositivos de una manera análoga a los amplificadores lineales.

Las ventajas de los dispositivos de dos estados son evidentemente más prácticos que teóricos. A la dificultad teórica inicial se contrapone, en efecto, una notable difusión de estos dispositivos en la práctica.

Las principales razones son las siguientes:

– la elevadísima ganancia de potencia (bajo costo de utilización);

– el gran rendimiento obtenido del sistema en la transferencia de energía (bajo costo de funcionamiento), y

– el bajo coste de los propios dispositivos.

A) Sistema ideal de dos estados y un integrador

El sistema fundamental de regulación automática con un dispositivo de dos estados está constituido por (fig. 6):

a) un nodo comparador;

b) un dispositivo ideal de dos estados;

c) un retardo;

d) un integrador, y

e) una línea de retorno.

Definamos ahora el *retardo* como un bloque provisto de la función de transferencia $e^{-p\tau}$, que, actuando sobre las señales de entrada, origina una traslación en el tiempo de valor τ sin alterar la amplitud; una sinusoide de pulsación ω sufre un desfase $\omega\tau$.

El lugar geométrico de las frecuencias está constituido por un arco de amplitud igual a 1, que es recorrido infinitas veces, en el sentido de las agujas de un reloj, al aumentar la pulsación (fig. 7).

El *integrador* se define por medio de la función de transferencia k/p y el lugar geométrico relativo a las frecuencias está situado en el semieje imaginario negativo (fig. 7).

El conjunto de las partes lineales $L(p)$ de la estructura de la figura 6 será, por consiguiente, la función de transferencia:

$$\frac{k}{p} e^{-p\tau},$$

y el lugar geométrico relativo a las frecuencias $L(j\omega)$ es del tipo indicado también en la figura 7. Asimismo, se da en esa figura el diagrama crítico $C(\epsilon)$ de un sistema ideal de dos estados. La intersección de $C(\epsilon)$ con $L(j\omega)$ revela la existencia de una oscilación límite estable, de pulsación:

$$\omega = \frac{\pi}{2\tau},$$

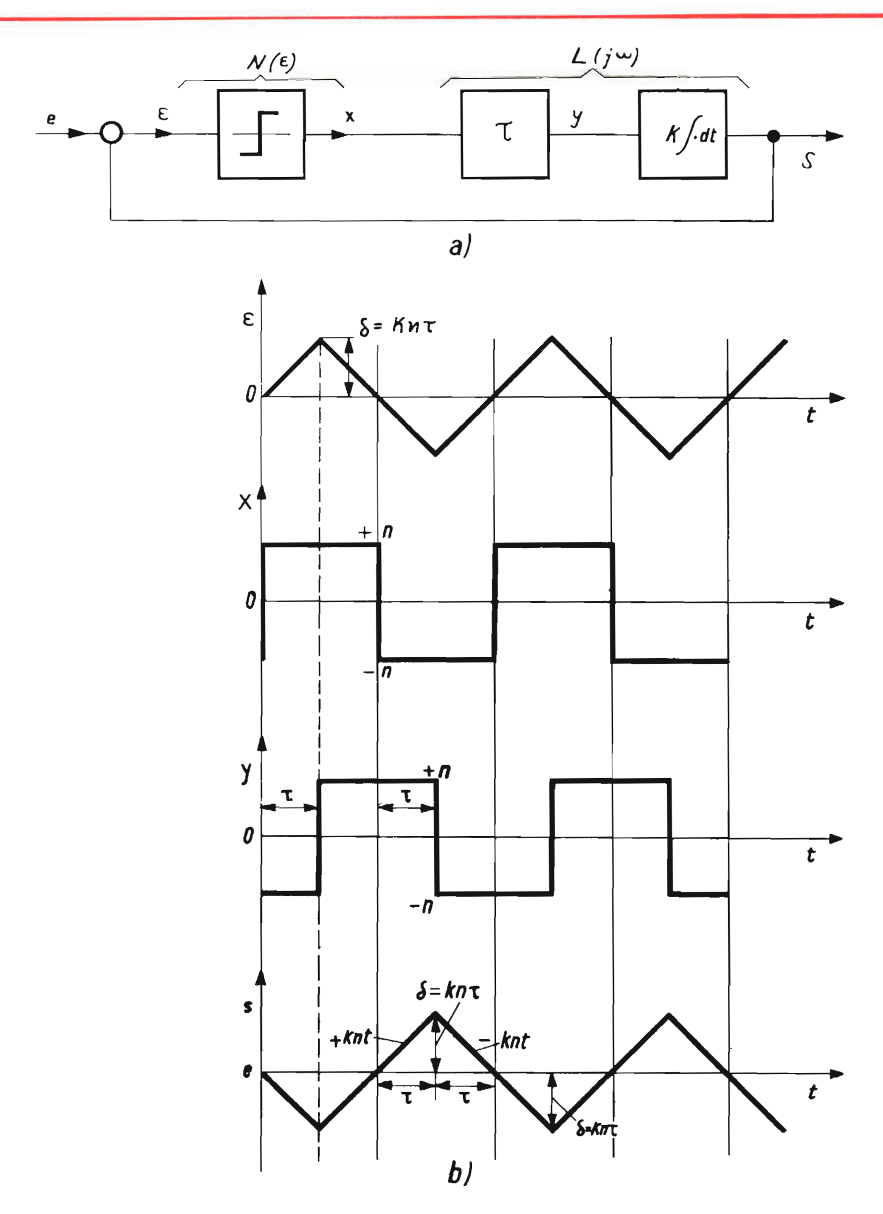


Figura 6. Sistema de regulación automática con un dispositivo de dos estados y un integrador.

y amplitud:

$$\epsilon = \frac{8}{\pi^2} kn\tau,$$

La existencia de esta oscilación está relacionada evidentemente con la del retardo τ; al tender el retardo a cero, la amplitud de la oscilación tenderá también a anularse, mientras que la pulsación tiende hacia el infinito. Se observa también que la pulsación no depende de los demás parámetros del sistema, mientras que la amplitud es proporcional a la constante de integración k y a la amplitud de salida n del sistema de dos estados.

Este comportamiento, comprobado rápidamente por el método de la función descriptiva, puede ser descrito también de una manera suficientemente intuitiva.

El empleo de un dispositivo de dos estados, que pueda proporcionar por lo menos una salida igual a la máxima o la mínima deseada, exige un cambio regular y continuo de estado (oscilaciones de trabajo) del sistema, con objeto de que el valor medio de la salida resulte igual al deseado (fig. 6).

El retardo τ tiende a hacer posible una oscilación de frecuencia igual a $1/4\ \tau$ ya que ésta es la frecuencia más

baja, desfasada $\pi/2$ del elemento de retardo τ. Este desfase, unido al de $\tau/2$ independiente de la frecuencia debido al integrador, produce un desfase total igual a π, necesario para mantener las oscilaciones de pulsación $\pi/2\tau$.

La salida está constituida por dos tramos de pendiente $+kn$ y $-kn$, respectivamente, ya que la integral de la onda cuadrada $\pm n$ es generada por el elemento de dos estados y retardada por el elemento τ. Al alcanzar la salida el valor impuesto e, provoca la inversión de signo del error ϵ y, como consecuencia, el cambio de estado del citado elemento. Este cambio provoca a su vez la inversión de la pendiente de la rampa salida, aunque solamente después de un tiempo τ.

Ocurrirá entonces que, transcurrido otro tiempo igual a τ, al alejarse la salida del valor deseado e, vuelva a invertirse, provocando una nueva inversión del error ϵ y, por consiguiente, una nueva conmutación de $+n$ a $-n$. Este fenómeno se produce periódicamente, con un período igual a 4τ (fig. 6).

La amplitud de la máxima desviación δ de la salida con relación al valor medio, es $kn\tau$, la cual es también la desviación máxima del error ϵ, que tiene un valor medio nulo. El valor

$$\epsilon = \frac{8}{\pi^2} kn\tau$$

antes obtenido con el método de la función descriptiva, se refiere a la amplitud de la fundamental de la oscilación.

En las hipótesis admitidas, las características de la oscilación de régimen no dependen del valor deseado e y la relación de ciclo, relación entre el tiempo para el cual el estado es $+n$ y el tiempo para el cual el estado es $-n$, es siempre igual a 1.

Se observa finalmente que, a causa del retardo, aparece en la salida una oscilación de amplitud finita, aun tratándose del elemento de dos estados con umbral nulo.

B) Sistema ideal de dos estados y una constante de tiempo

Consideremos ahora la sustitución, en la estructura de la figura 6, del integrador con una constante de tiempo, es decir, con un elemento que tiene la función de transferencia

$$\frac{c}{1+pT};$$

el lugar geométrico de las frecuencias comienza ahora en el eje real en el punto c, como indica la curva de trazos de la figura 7. También en este caso, con la contribución del retardo, el lugar geométrico de las frecuencias $L(j\omega)$ corta al diagrama crítico $C(\epsilon)$.

Las diferencias de comportamiento con respecto al sistema con integrador se deben todas a que ahora la oscilación de salida depende del valor medio de esta última. En efecto, en el primer caso, cualquier valor de salida, en período de régimen y en ausencia de perturbaciones, está siempre sostenido por una onda cuadrada simétrica y de valor medio nulo, mientras que la oscilación de salida está constituida por tramos de pendiente $+kn$ y $-kn$.

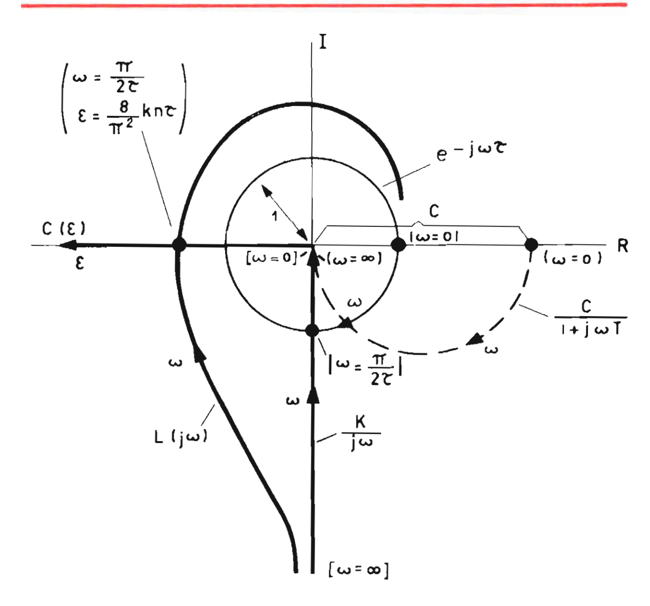


Figura 7. Lugares geométricos de las frecuencias y de las amplitudes de un retardo, de un integrador, de una constante de tiempo y de un sistema de dos estados ideal.

En el caso que consideramos, sólo se obtendrá una relación de ciclo igual a 1 para un valor central de la salida. La oscilación estará constituida por tramos iguales de exponenciales crecientes y decrecientes, con una constante de tiempo T, teniendo por asíntotas los dos valores extremos de la salida correspondientes a $+n$ y $-n$. Los tramos de exponencial podrán representarse fácilmente por medio de dos pendientes iguales y de inclinación contraria. La máxima desviación del error será

$$\frac{cn}{T}\tau$$

y el período de la oscilación será también 4τ.

Cuando el valor medio deseado para la salida es más elevado o más bajo que el central considerado, la relación de ciclo será, respectivamente, mayor o menor. Los dos tramos exponenciales –creciente y decreciente– se diferencian ahora notablemente, estando uno de ellos más próximo y el otro más alejado.

Con referencia a la figura 8, en la que S es la salida máxima y $\overline{S}$ la deseada, asimilando, como hemos hecho antes, los elementos exponenciales a rampas, las pendientes son iguales a

$$+\frac{S-\overline{S}}{T} \quad \text{y} -\frac{\overline{S}}{T}$$

respectivamente. La desviación máxima de la salida –y, por consiguiente, del error– será

$$\frac{S\tau}{2T},$$

valor independiente del de salida $\overline{S}$ considerado.

El error tiene ahora un valor medio que ya no es nulo y viene expresado por la siguiente fórmula:

$$|\epsilon_m| = \frac{\tau}{T} \cdot \frac{S-2\overline{S}}{2},$$

mientras que el período de oscilación vendrá dado por la fórmula:

$$T = \frac{\tau}{\dfrac{\overline{S}}{S} - \left(\dfrac{\overline{S}}{S}\right)^2}$$

cuyo valor es mínimo e igual a 4τ para la condición central

$$s = \frac{S}{2}$$

considerada en un principio.

La consecuencia es que el sistema resulta utilizable en un campo central de los posibles valores de salida. En efecto, la asimetría interna del ciclo y la reducción de la frecuencia desaconsejan el sistema, que para valores altos y bajos de la salida resulta menos preciso estática y dinámicamente.

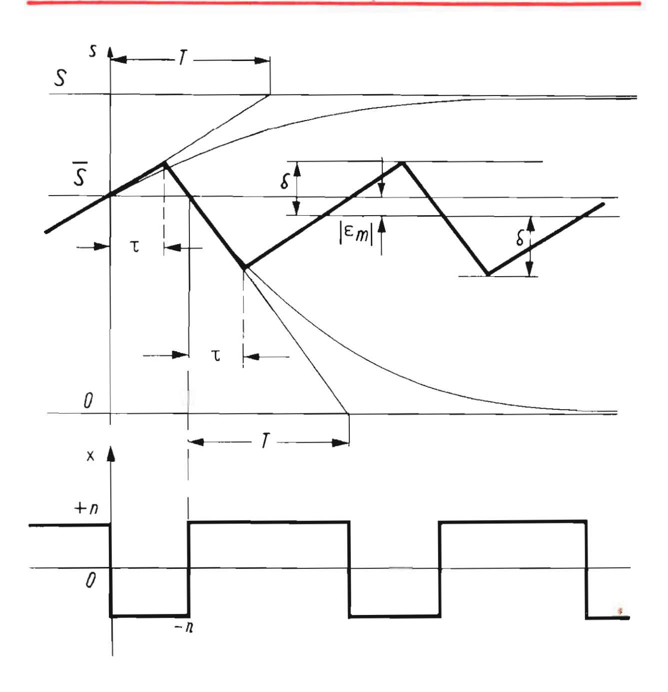


Figura 8. Forma de la onda de un sistema de regulación automática con un dispositivo de dos estados ideal y una constante de tiempo.

Con objeto de mantener el sistema en las mejores condiciones de funcionamiento, se emplea ordinariamente una "potencia base" o una "carga base", intercaladas permanentemente o sólo en determinadas condiciones de funcionamiento.

C) Sistema con umbral

Si en los sistemas anteriormente considerados se introduce un elemento de dos estados con umbral, es posible que no se produzcan las oscilaciones de trabajo.

Este caso corresponde a la falta de intersección del diagrama $L(j\omega)$ con el $C(\epsilon)$, que pasa ahora a una distancia mínima del origen de coordenadas, igual a

$$\frac{\pi\Delta}{2n} \quad \text{(fig. 2 } d\text{).}$$

Puede ocurrir, por consiguiente, que el módulo (ganancia) de $L(j\omega)$ sea suficientemente elevado o que el umbral Δ sea suficientemente bajo.

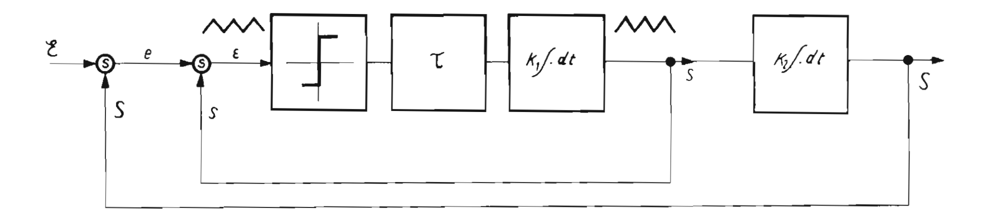


Figura 9. Estructura de un sistema de regulación automática aparentemente continuo.

En el caso de que haya intersección existen, pues, dos posibles oscilaciones límite: con objeto de que el sistema funcione, el error debe tener un valor inicial no sólo superior al de umbral, sino también suficientemente alto para que sea superado el punto de oscilación límite inestable y el sistema se ponga a funcionar en el punto de oscilación estable, que corresponde en cualquier caso a valores de ϵ superiores a $\sqrt{2\,\Delta}$.

D) Sistema con histéresis

También en este caso existen condiciones similares a las precedentes, que deben verificarse con objeto de que el sistema pueda funcionar. Estas condiciones son ahora más complejas, porque el diagrama crítico no cae ya completamente en el semieje real negativo. El desfase necesario ahora en la parte lineal es menor que π, valor que se obtenía en el caso *A)* con el retardo y el integrador.

SISTEMAS APARENTEMENTE CONTINUOS

Existen estructuras que, utilizando el principio de los sistemas de mallas, emplean dispositivos de dos estados que suministran exteriormente los servicios típicos de los sistemas continuos.

En la figura 9 está representado un sistema de dos bucles, el interior de los cuales –que es un sistema de dos estados– es del tipo *A)*.

Con objeto de que el bucle interior funcione, es evidente que su salida debe oscilar; pero en lugar de ser utilizada directamente, esta salida se aplica a un integrador, cuya salida se lleva a su vez a un segundo nodo comparador, dispuesto a la entrada del sistema, cuyo error de salida constituye la señal de referencia para el bucle interno. Es evidente que la salida útil s no debe oscilar para permitir el funcionamiento del sistema, por lo que no parecerá exteriormente un sistema que contiene un dispositivo de dos estados.

PROTECCIÓN DE TRANSISTORES EN UN TELEVISOR EN BLANCO Y NEGRO CONTRA LAS DESCARGAS GENERADAS EN EL TUBO DE IMAGEN

La protección puede realizarse mediante descargadores de sobretensión conectados entre los diferentes electrodos del cañón y la masa exterior del propio tubo de imagen. Con ello, se ofrece a la energía liberada por la capacidad anódica del tubo una vía de baja impedancia.

Conviene intercalar un resistor en serie, con la intención de acelerar la acción del descargador, dada la elevada tensión que aparece entre sus extremos cuando la corriente comienza a circular.

Es fácil comprobar que, una vez instalada la protección con descargadores, la extracorriente que circula por los transistores afectados en caso de descarga en el tubo no sólo presenta un valor de pico muy inferior, sino que su duración resulta considerablemente más reducida.

En la figura 1 puede verse el esquema de conexionado de los descargadores, mientras que en la figura 2 se presenta un circuito impreso en el cual se han solucionado los descargadores sobre el zócalo mismo del tubo de imagen. La distancia entre electrodo y masa es de 0,35 ± 0,05 mm, lo cual permite la descarga a partir de unos 2.000 voltios aplicados en continua, para presión atmosférica normal.

Finalmente, la figura 3 presenta diversos modos de conexión de la masa exterior del tubo de imagen, indicando en cada caso el valor óhmico de la misma.

En nuestra publicación "Aplicaciones Electrónicas", Serie C, número 9 puede hallarse una más extensa información.

Asimismo, deseamos informarles que poseemos un tipo de descargador de sobretensión adecuado para la aplicación descrita, cuyo número de tipo es 3112 230 10001.

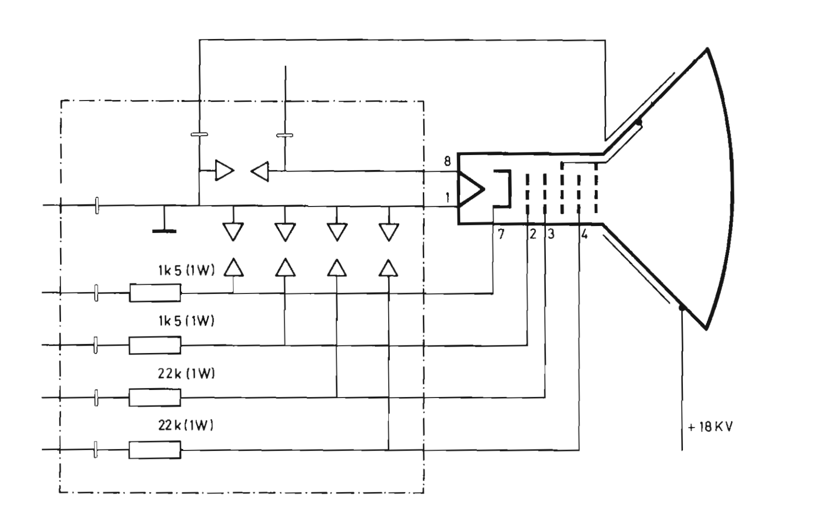


Figura 1. Esquema eléctrico de la plaqueta impresa.

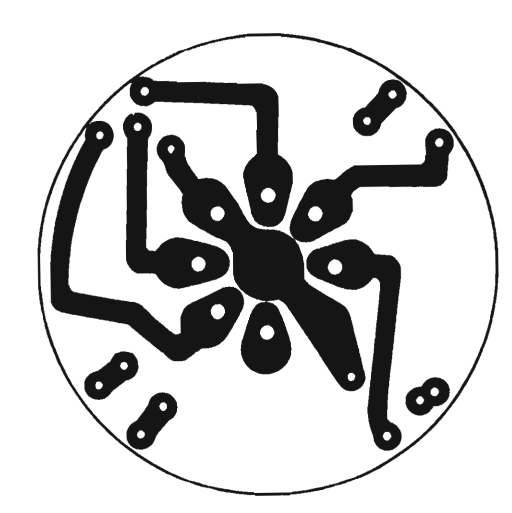


Figura 2. Plaqueta impresa vista del lado cobre (tamaño natural).

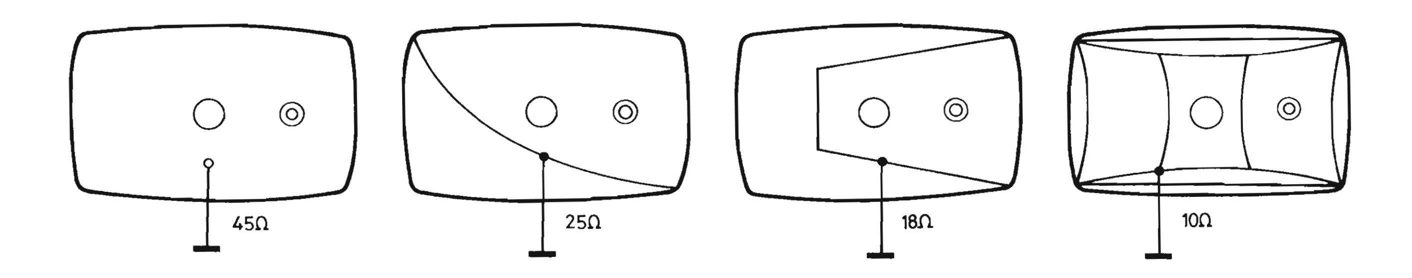


Figura 3. Diversas formas de conexión del acuadag y sus respectivos valores aproximados.

GUIA DE SUSTITUCION DE DIODOS ZENER

Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución
BZ100	BZY88-C3V9	BZX71-C6V2	BZX79-C6V2	MZ4616	(BZX75-C2V1)	ZD4,3	(BZY88-C4V3)	ZL10	(BZX61-C10)
BZ102-1V4	BZX75-C1V4	C6V8	BZY79-C6V8	MZ4618	-C2V8)	ZD4,7	(BZX79-C4V7)	ZL12	-C12)
-2V1	-C2V1	BZX75-C1V4	BZX75-V1V4	MZ4619	-C2V8)	ZD5,1	-C5V1)	ZL15	-C15)
-2V8	-C2V8	-C2V1	-C2V11	MZ4620	BZY88-C3V3	ZD5,6	BZX29-C5V6	ZL18	-C18)
-3V4	(BZY88-C3V3)	-C2V8	-C2V8	MZ4621	-C3V6	ZD6,2	-C6V2	ZL22	-C22)
BZX10	BZX79-C6V2	BZX75-C3V6	BZX75-C3V6	MZ4622	BZY88-C3V9	ZD6,8	BZX61-C6V8	ZL27	(BZX61-C27)
BZX11	-C6V8	BZX79	BZX79-C...	MZ4623	-C4V3	ZD7,5	-C7V5	ZL33	-C33)
BZX12	-C7V5	BZX84	BZX84-C...	MZ4624	BZX79-C4V7	ZD8,2	-C8V2	ZL39	-C39)
BZX13	-C8V2	BZY78	BZY78	MZ4625	-C5V1	ZD9,1	-C9V1	ZL47	-C47)
BZX14	-C9V1	BZY83C	(BZX79-C...)	MZ4626	-C5V6	ZD10	-C10	ZL56	-C56)
BZX15	BZX79-C10	BZY83D	(BZX79-C...)	MZ4627	BZX79-C6V2	ZD11	BZX61-C11	ZL68	(BZX61-C68)
BZX16	-C11	BZY85-C2V7	(BZX75-C2V8)	OA126-4	(BZY88-C3V9)	ZD12	-C12	ZL82	-C82)
BZX17	-C12	-C3	-C2V8)	OA126-5	(BZX79-C5V1)	ZD13	-C13	ZM3,9	(BZX79-C3V9)
BZX18	-C13	-C3V3	BZY88-C3V3	OA126-6	-C6V2)	ZD15	-C15	ZM4,7	(BZY96-C4V7)
BZX19	-C15	-C3V6	-C3V6	OA126-7	-C6V8)	ZD16	-C16	ZM5,6	(BZX79-C5V6)
BZX20	BZX79-C16	BZY85-C3V9	BZY88-C3V9	OA126-8	(BZX79-C8V2)	ZD18	BZX61-C18	ZM6,8	(BZX79-C6V8)
BZX21	-C18	-C4V3	-C4V3	OA126-9	-C9V1)	ZD20	-C20	ZM8,2	BZX61-C8V2
BZX22	-C20	-C4V7	BZX79-C4V7	OA126-10	BZX79-C10	ZD22	-C22	ZM10	-C10
BZX23	-C22	-C5V1	-C5V1	OA126-11	-C11	ZD24	-C24	ZM12	-C12
BZX24	-C24	-C5V6	-C5V6	OA126-12	-C12	ZD27	-C27	ZM15	-C15
BZX25	BZX79-C27	BZY85-C6V2	BZX79-C6V2	OA126-14	(BZX79-C15)	ZD30	BZX61-C30	ZM18	BZX61-C18
BZX26	-C30	-C6V8	-C6V8	OA126-18	-C18)	ZD33	-C33	ZM22	-C22
BZX27	-C33	-C7V5	-C7V5	OAZ200	-C4V7)	ZD36	-C36	ZM27	-C27
BZX29	BZX61	-C8V2	-C8V2	OAZ201	-C5V1)	ZD39	-C39	ZM33	-C33
BZX48	BZX48	-C9V1	-C9V1	OAZ202	-C5V6)	ZD43	-C43	ZM39	-C39
BZX49	BZX49	BZY85-C10	BZX79-C10	OAZ203	BZX79-C6V2	ZD47	BZX61-C47	ZM47	BZX61-C47
BZX50	BZX50	-C11	-C11	OAZ204	-C6V8	ZD51	-C51	ZM56	-C56
BZX55-C5V6	BZX79-C5V6	-C12	-C12	OAZ205	-C7V5	ZD56	-C56	ZM68	(BZY95-C68)
-C6V2	-C6V2	-C13V5	-C13	OAZ206	-C8V2	ZD62	-C62	ZP2,7	(BZX75-C2V8)
-C6V8	-C6V8	-C15	-C15	OAZ207	-C9V1	ZD68	-C68	ZP3	-C2V8)
BZX55-C7V5	BZX79-C7V5	BZY85-C16V5	BZX79-C16	OAZ208	BZX79-C5V1	ZD75	BZX61-C75	ZP3,3	BZY88-C3V3
-C8V2	-C8V2	-C18	-C18	OAZ209	-C5V6	ZE1,5	(BZX75-C1V4)	ZP3,6	-C3V6
-C9V1	-C9V1	-C20	-C20	OAZ210	(BZX79-C6V2)	ZE2	-C2V1)	ZP3,9	-C3V9
-C10	-C10	-C22	-C22	OAZ211	-C7V5)	ZF2,7	-C2V8)	ZP4,3	-C4V3
-C11	-C11	-C24V5	-C24	OAZ212	-C9V1)	ZF3	-C2V8)	ZP4,7	-C4V7
BZX55-C12	BZX79-C12	BZY85D	BZX79-C...	OAZ213	BZX79-C12	ZF3,3	BZY88-C3V3	ZP5,6	BZX79-C5V6
-C13V5	-C13	BZY88	-C	RD4,7A	(BZY96-C4V7)	ZF3,6	-C3V6	ZP6,2	-C6V2
-C15	-C15	BZY91	BZY91-C...	RD5,1A	-C5V1)	ZF3,9	-C3V9	ZP6,8	-C6V8
-C16V5	-C16	BZY92-C3V9	(BZY88-C3V9)	RD5,6A	BZX29-C5V6	ZF4,3	-C4V3	ZP7,5	-C7V5
-C18	-C18	-C4V3	-C4V3)	RD6,2A	-C6V2	ZF4,7	BZX79-C4V7	ZP8,2	-C8V2
BZX55-C20	BZX79-C20	BZY92-C4V7	(BZY96-C4V7)	RD6,8A	BZX61-C6V8	ZF5,1	BZX79-C5V1	ZP9,1	BZX79-C9V1
-C22	-C22	-C5V1	-C5V1)	RD7,5A	-C7,5–39	ZF5,6	-C5V6	ZP10	-C10
-C24V5	-C24	-C5V6	(BZX79-C5V6)	RF2,7B	(BZX75-C2V8)	ZF6,2	-C6V2	ZP11	-C11
-D	-C...	-C6V2	-C6V2)	RF3B	-C2V8)	ZF6,8	-C6V8	ZP12	-C12
BZX61	BZX61-C...	-C6V8	-C6V8)	RF3,3B	BZY88-C3V3	ZF7,5	-C7V5	ZP13	-C13
BZX67-C12	(BZY93-C12)	BZY92-C7V5	BZX61-C7V5	RF3,6B	BZX79-C3,6–30	ZF8,2	BZX79-C8V2	ZP15	BZX79-C15
-C13	-C13)	C8V2	-C8V2	RZ10A	(BZY91-C10)	ZF9,1	-C9V1	ZP16	-C16
-C15	-C15)	-C9V1	-C9V1	RZ12	-C12)	ZF10	-C10	ZP18	-C18
-C16	-C16)	-C10	-C10	RZ15A	-C15)	ZF11	-C11	ZP20	-C20
-C18	-C18)	-C11	-C11	RZ18A	-C18)	ZF12	-C12	ZP22	-C22
BZX67-C20	(BZY93-C20)	BZY92-C12	BZX61-C12	RZ22A	(BZY91-C22)	ZF13	BZX79-C13	ZP24	BZX79-C24
-C22	-C22)	-C13	-C13	RZ27A	-C27)	ZF15	-C15	ZP27	-C27
-C24	-C24)	-C15	-C15	RZ33A	-C33)	ZF16	-C16	ZP30	-C30
-C27	-C27)	-C16	-C16	RZ39A	-C39)	ZF18	-C18	ZP33	-C33
-C30	-C30)	-C18	-C18	RZ47A	-C47)	ZF20	-C20	ZX5.6	(BZX79-C5V6)
BZX67-C33	(BZY93-C33)	BZY92-C20	BZX61-C20	RZ56A	(BZY91-C56)	ZF22	BZX79-C22	ZX6,2	(BZX79-C6V2)
-C36	-C36)	-C22	-C22	RZ68A	-C68)	ZF24	-C24	ZX6,8	(BZX61-C6V8)
-C39	-C39)	-C24	-C24	RZ82A	-C75)	ZF27	-C27	ZX7,5	-C7V5)
-C43	-C43)	-C27	-C27	Z3	(BZY88-C3V6)	ZF30	-C30	ZX8,2	-C8V2)
-C47	-V47)	-C30	-C30	Z4	BZX79-C4V7)	ZF33	-C33	ZX9,1	-C9V1)
BZX67-C51	(BZY93-C51)	BZY92-C33	BZX61-C33	Z5	(BZX79-C5V6)	ZL3,9	(BZY88-C3V9)	ZX10	(BZX61-C10)
-C56	-C56)	-C36	-C36	Z6	-C6V8)	ZL4,7	(BZY96-C4V7)	ZX11	-C11)
-C62	-C62)	BZY93	BZY93-C...	Z7	-C7V5)	ZL5	-C5V6)	ZX12	-C12)
-C68	-C68)	BZY95	BZY95-C...	Z8	-C8V2)	ZL5,6	(BZX29-C5V6)	ZX13	-C13)
-C75	-C75)	BZY96	BZY96-C...	Z10	-C10)	ZL6	(BZY96-C6V8)	ZX15	-C15)
BZX70	BZX70-C...	BZZ10	(BZX79-C6V2)	Z12	(BZX79-C12)	ZL6,8	(BZX29-C6V8)	ZX16	(BZX61-C16)
BZX71B	(BZX79-C...)	BZZ11	-C6V8)	Z15	-C15)	ZL7	(BZY96-C7V5)	ZX18	-C18)
C	-C...	BZZ12	-C7V5	Z18	-C18)	ZL7,5K	(BZY93...)	ZX20	-C20)
-C5V1	BZX79-C5V1	BZZ13	-C8V2)	Z22	-C22)	ZL8	(BZY96-C8V2)	ZX22	-C22)
-C5V6	-C5V6)	MZ4615	(BZX75-C2V1)	ZD3,9	(BZY88-C3V9)	ZL8,2	(BZX61-C8V2)	ZX24	-C24)

GUIA DE SUSTITUCION DE DIODOS ZENER (CONTINUACION)

Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución
ZX27	(BZX61-C27)	1N971B	BZX79-C27	1N3030B	(BZX61-C27)	1N4167B	BZX61-C16	1N4852B	BZX61
ZX30	-C30)	1N972A	-C30	1N3031B	-C30)	1N4168B	-C18	1N4853B	BZX61
ZX33	-C33)	1N973B	-C33	1N3021B	-C33)	1N4169B	-C20	1N5224B	BZX75-C2V8
ZX36	-C36)	1N974B	-C36	1N3033B	-C36)	1N4170B	-C22	1N5226B	BZY88-C3V3
ZX39	-C39)	1N975B	-C39	1N3034B	-C39)	1N4171B	-C24	1N5227B	-C3V6
ZX43	(BZX61-C43)	1N976B	BZX79-C43	1N3035B	(BZX61-C43)	1N4172B	BZX61-C27	1N5228B	BZY88-C3V9
ZX47	-C47)	1N977B	-C47	1N3036B	-C47)	1N4173B	-C30	1N5229B	-C4V3
ZX51	-C51)	1N978B	-C51	1N3037B	-C51)	1N4174B	-C33	1N5230B	BZX79-C4V7
ZX56	-C56)	1N979B	-C56	1N3038B	-C56)	1N4175B	-C36	1N5231B	-C5V1
ZX62	(BZY95-C62)	1N1816A	BZY93-C13	1N3039B	-C62)	1N4176B	-C39	1N5232B	-C5V6
ZX68	(BZY95-C68)	1N1817A	BZY93-C15	1N3040B	(BZX61-C68)	1N4177B	BZX61-C43	1N5234B	BZX79-C6V2
ZX75	-C75)	1N1818A	-C16	1N3041B	-C75)	1N4178B	-C47	1N5235B	-C6V8
1N708	BZX79-C5V6	1N1819A	-C18	1N3309B	BZY91-C10	1N4179B	-C51	1N5236B	-C7V5
1N709	-C6V2	1N1820A	-C20	1N3310B	-C11	1N4180B	-C56	1N5237B	-C8V2
1N710	(BZX79-C6V8)	1N1821A	-C22	1N3311B	-C12	1N4181B	-C62	1N5239B	-C9V2
1N711	(BZX79-C7V5)	1N1822A	BZY93-C24	1N3312B	BZY91-C13	1N4182B	BZX61-C68	1N5240B	BZX79-C10
1N712	-C8V2)	1N1823A	-C27	1N3314B	-C15	1N4183B	-C75	1N5241B	-C11
1N713	-C9V1)	1N1824A	-C30	1N3315B	-C16	1N4371	(BZX75-C2V8)	1N5242B	-C12
1N714	-C10	1N1825A	-C33	1N3317B	-C18	1N4372	-C2V8)	1N5243B	-C13
1N715	-C11)	1N1826A	-C36	1N3319B	-C20	1N4732	(BZY96-C4V7)	1N5245B	-C15
1N716	(BZX79-C12)	1N1827A	BZY93-C39	1N3320B	BZY91-C22	1N4733	(BZY96-C5V1)	1N5246B	BZX79-C16
1N717	-C13)	1N1828A	-C43	1N3321B	-C24	1N4734	-C5V6)	1N5248B	-C18
1N718	-C15)	1N1829A	-C47	1N3323B	-C27	1N4735	-C6V2)	1N5250B	-C20
1N719	-C16)	1N1830A	-C51	1N3324B	-C30	1N4736	(BZX61-C6V8)	1N5251B	-C22
1N720	-C18)	1N1831A	-C56	1N3325B	-C33	1N4737	-C7V5)	1N5252B	-C24
1N721	(BZX79-C20)	1N1832A	BZY93-C62	1N3326B	BZY91-C36	1N4738	(BZX61-C8V2)	1N5254B	BZX79-C27
1N722	-C22)	1N1833A	-C68	1N3327B	-C39	1N4739	-C9V1)	1N5256B	-C30
1N723	-C24)	1N1834A	-C75	1N3328B	-C43	1N4740	-C10)	1N5257B	-C33
1N724	-C27)	1N2808A	(BZY91-C10)	1N3330B	-C47	1N4741	-C11)	1N5258B	-C36
1N725	-C30)	1N2809A	-C11–75)	1N3332B	-C51	1N4742	-C12)	1N5259B	-C39
1N726	(BZX79-C33)	1N2971A	BZY93-C7V5	1N3334B	BZY91-C56	1N4743	(BZX61-C13)	1N5260B	BZX79-C43
1N727	-C36)	1N2971B	-C7V1	1N3335B	-C62	1N4744	-C15)	1N5261B	-C47
1N728	-C39)	1N2972A	-C8,2–75	1N3336B	-C68	1N4745	-C16)	1N5262B	-C51
1N729	-C43)	1N2972B	-C8V2	1N3337B	-C75	1N4746	-C18)	1N5263B	-C56
1N730	-C47)	1N2973B	-C9,1	1N3785B	(BZX29-C6V8)	1N4747	-C20)	1N5265B	-C62
1N731	(BZX79-C51)	1N2974B	BZY93-C10	1N3786B	(BZX61-C7V5)	1N4748	(BZX61-C22)	1N5266B	BZX79-C68
1N732	(BZX61-C56)	1N2975B	-C11	1N3787B	-C8V2)	1N4749	-C24)	1N5267B	-C75
1N733	-C62)	1N2976B	-C12	1N3788B	-C9V1)	1N4750	-C27)	1N5343A	(BZY93-C7V5)
1N734	-C68)	1N2977B	-C13	1N3789B	-C10)	1N4751	-C30)	1N5343B	-C7V5)
1N735	-C75)	1N2979B	-C15	1N3790B	-C11–56)	1N4752	-C33)	1N5344A	-C8–75)
1N746	BZY88-C3V3	1N2980B	BZY93-C16	1N3808B	(BZY95-C62)	1N4753	(BZX61-C36)	1N5344B	(BZY93-C8–75)
1N747	-C3V6	1N2984B	-C20	1N3809B	-C68)	1N4754	-C39)	1N5502	BZX75-C1V4
1N748	-C3V9	1N2985B	-C22	1N3810B	-C75)	1N4755	-C4)	11Z6	(BZY88-C3V3)
1N749	-C4V3	1N2986B	-C24	1N4000A	BZY93-C7V5	1N4756	-C47)	12Z6	-C3V6)
1N750	BZX79-C4V7	1N2988B	-C27	1N4099	BZX79-C	1N4757	-C51)	13Z6	-C3V9)
1N751	BZX79-C5V1	1N2989B	BZY93-C30	1N4100	BZX79-C	1N4758	(BZX61-C56)	14Z6	(BZY88-C4V3)
1N752	-C5V6	1N2990B	-C33	1N4101	-C8V2	1N4759	-C62)	15Z6	-C4V7)
1N753	-C6V2	1N2991B	-C36	1N4103	-C9V1	1N4760	-C68)	16Z6	-C5V1)
1N754	-C6V8	1N2992B	-C39	1N4104	-C10	1N4761	-C75)	17Z6	-C5V6)
1N755	-C7V5	1N2993B	-C43	1N4105	-C11	1N4831B	BZX61-C9V1	18Z6	-C6V2)
1N757	BZX79-C9V1	1N2995B	BZY93-C47	1N4106	BZX79-C12	1N4832B	BZX61-C10	19Z6	BZX61-C6V8
1N758	-C10	1N2997B	-C51	1N4107	-C13	1N4833B	-C11	20Z6	-C7V5
1N759	C12	1N2999B	-V56	1N4109	-C15	1N4834B	BZX61	21Z6	-C8V2
1N957B	-C6V8	1N3000B	-C62	1N4110	-C16	1N4835B	BZX61	22Z6	-C9V1
1M958B	-C7V5	1N3001B	-C68	1N4112	-C18	1N4836B	BZX61	23Z6	-C10
1N959A	BZX79-C8V2	1N3002B	BZY93-C75	1N4114	BZX79-C20	1N4837B	BZX61	24Z6	BZX61-C11
1N960A	-C9V1	1N3016B	(BZX61-C6V8)	1N4115	-C22	1N4838B	BZX61	25Z6	-C12
1N961A	-C10	1N3017B	-C7V5)	1N4116	-C24	1N4839B	BZX61	26Z6	-C13
1N961B	-C10	1N3018B	-C8V2)	1N4117	–	1N4840B	BZX61	28Z6	-C15
1N962A	-C11	1N3019B	-C9V1)	1N4118	-C27	1N4841B	BZX61	31Z6	BZY88-C3V3
1N963A	BZX79-C12	1N3020B	(BZX61-C10)	1N4120	BZX79-C30	1N4842B	BZX61	32Z6	BZY88-C2V6
1N964A	-C13	1N3021B	-C11)	1N4158B	BZX61-C6V8	1N4843B	BZX61	33Z6	-C3V9
1N964B	-C13	1N3022B	-C12)	1N4159B	-C7V5	1N4844B	BZX61	34Z6	-C4V3
1N965A	-C15	1N3023B	-C13)	1N4160B	-C8V2	1N4845B	BZX61	35Z6	-C4V7
1N966A	-C16	1N3024B	-C15)	1N4161B	-C9V1	1N4846B	BZX61	36Z6	-C5V1
1N967A	BZX79-C18	1N3025B	(BZX61-C16)	1N4162B	BZX61-C10	1N4847B	BZX61	37Z6	BZY88-C5V6
1N968A	-C20	1N3026B	-C18)	1N4163B	-C11	1N4848B	BZX61	38Z6	-C6V2
1N969A	-C22	1N3027B	-C20)	1N4164B	-C12	1N4849B	BZX61	39Z6	-C6V8
1N970A	-C24	1N3028B	-C22)	1N4165B	-C13	1N4850B	BZX61	40Z6	-C7V5
1N971A	-C27	1N3029B	-C24)	1N4166B	-C15	1N4851B	BZX61	41Z6	-C8V

GUIA DE SUSTITUCION DE DIODOS ZENER (CONTINUACION)

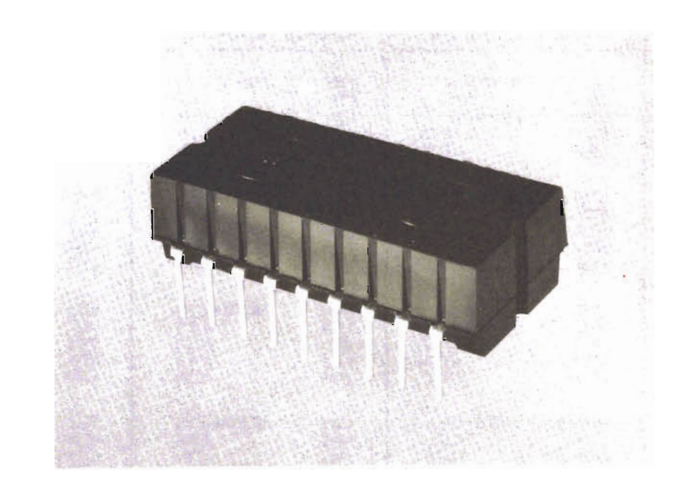
Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución	Tipo a sustituir	Tipo de sustitución
42Z6	BZY88-C9	1309	(BZX61-C9V1)	4526	(BZY91-C18)	5536	BZX79-C47
43Z6	-C10	1310	-C10)	4527	-C20)	5537	-C51
60Z6	(BZY93-C7V5)	1311	-C11)	4528	-C22)	5538	-C56
61Z6	-C8V2)	1312	-C12)	4529	-C24)	5539	-C62
62Z6	-C9V1)	1313	-C13)	4530	-C27)	5540	-C68
63Z6	(BZY70-C10)	1315	(BZX61-C15)	4531	(BZY91-C30)	5541	BZX79-C75
64Z6	-C11)	1316	-C16)	4532	-C33)	7706	(BZX75-C2V8)
65Z6	-C12)	1318	-C18)	4533	-C36)	7707	-C2V8)
66Z6	-C13)	1320	-C20)	4534	-C39)	7708	(BZY88-C3V3)
67Z6	-C14)	1322	(C22)	4535	-C43)	7709	-C3V6)
68Z6	(BZY70-C15)	1324	(BZX61-C24)	4536	(BZY91-C47)	7710	(BZY88-C3V9)
80Z6	(BZY93-C7V5)	1327	-C27)	4537	-C51)	7711	-C4V3)
81Z6	-C8V2)	1330	-C30)	4538	-C56)	7712	-C4V7)
82Z6	-C9V1)	1333	-C33)	4539	-C62)	7713	-C5V1)
83Z6	-C10)	1336	-C36)	4540	-C68)	7714	BZX29-C5V6
84Z6	(BZY93-C11)	1339	(BZX61-C39)	4541	(BZY91-C75)	7715	BZX29-C6V2
85Z6	-C12)	1343	-C43)	4620	(BZY91)	7716	BZX61-C6V8
86Z6	-C13)	1347	-C47)	5320	(BZX61-C10)	7717	-C7V5
88Z6	-C15)	4120	(BZY93-C10)	5320K3	(BZX70-C...)	7718	-C8V2
1101	(BZY75-C2V8)	4121	-C11)	5320K6	(BZY93...)	7719	-C9V1
1102	(BZY88-C3V3)	4122	(BZY93-C12)	5321	(BZX61-C11)	7720	BZX61-C10
1103	-C3V9)	4123	-C13)	5322	-V12)	7721	-C11
1104	-C4V7)	4124	-C15)	5323	-C13)	7722	-C12
1105	-C5V6)	4125	-C16)	5324	-C15)	7723	-C13
1106	-C6V8)	4126	-C18)	5325	-C16)	7724	-C15
1107	(BZY88-C7V5)	4127	(BZY93-C20)	5326	(BZX61-C18)	7725	BZX61-C16
1108	-C8V2)	4128	-C22)	5327	-C20)	7726	-C18
1109	-C9V1)	4129	-C24)	5328	-C22)	7727	-C20
1110	-C10)	4130	-C27)	5329	-C24)	7728	-C22
1111	-C11)	4131	-C30)	5330	-C27)	7729	-C24
1112	(BZY88-C12)	4132	(BYZ93-C33)	5331	(BZX61-C30)	7730	BZX61-C27
1113	-C13)	4133	-C36)	5332	-C33)	7731	-C30
1115	-C15)	4134	-C39)	5333	-C36)	7732	-C33
1116	-C16)	4135	-C43)	5334	-C39)	7733	-C36
1118	-C18)	4136	-C47)	5335	-C43)	7734	-C39
1120	(BZY88-C20)	4137	(BZY93-C51)	5336	(BZX61-C47)	7735	BZX61-C43
1122	-C22)	4138	-C56)	5337	-C51)	7736	-C47
1124	-C24)	4139	-C62)	5338	-C56)	7737	-C51
1127	-C27)	4140	-C68)	5339	-C62)	7738	-C56
1130	-C30)	4141	-C75)	5340	-C68)	7739	-C62
1133	(BZX79-C33)	4220	(BZY93)	5341	(BZX61-C75)	7740	BZX61-C68
1204	(BZY96-C4V7)	4320	(BZY93-C10)	5506	BZX75-C2V8	7741	-C75
1205	-C5V6)	4321	-C11)	5508	BZY88-C3V3	9970	(BZX75-C2V8)
1206	-C6V8)	4322	-C12)	5509	-C3V6	9971	(BZY88-C3V6)
1207	(BZY93-C6V7)	4323	-C13)	5510	-C3V9	9972	-C4V3)
1208	(BZY93-C8V2)	4324	(BZY93-C15)	5511	BZY88-C4V3	9973	(BZX79-C5V1)
1209	-C9V1)	4325	-C16)	5512	BZX79-C4V7	9974	-C6V2)
1210	-C10)	4326	-C18)	5513	C5V1	9980	(BZX75-C2V8)
1211	-C11)	4327	-C20)	5514	-C5V6	9981	-C3V6)
1212	-C12)	4328	-C22)	5515	-C6V2	9982	(BZY88-C4V3)
1213	(BZY93-C13)	4329	(BZY93-C24)	5516	BZX79-C6V8	9983	(BZX79-C5V1)
1215	-C15)	4330	-C27)	5517	-C7V5	9984	-C6V2)
1216	-C16)	4331	-C30)	5518	-C8V2	9992	(BZY88-C4V3)
1218	-C18)	4332	-C33)	5519	-C9V1	9993	BZY96-C5V1
1220	-C20)	4333	-C36)	5520	(BZX79-(C10)	9994	(BZX79-C6V2)
1222	(BZY93-C22)	4334	(BZY93-C39)	5521	BZX79-C11		
1224	-C24)	4335	-C43)	5522	-C12		
1227	-C27)	4336	-C47)	5523	-C13		
1230	-C30)	4337	-C51)	5524	-C15		
1233	-C33)	4338	-C56)	5525	-C16		
1236	(BZY93-C36)	4339	(BZY93-C62)	5526	BZX79-C18		
1239	-C39)	4340	-C68)	5527	-C20		
1243	-C43)	4341	-C75)	5528	-C22		
1247	-C47)	4420	(BZY93)	5529	-C24		
1305	(BZX29-C5V6)	4520	(BZY91-C10)	5530	-C27		
1305K3	(BZX70)	4521	(BZY91-C11)	5531	BZX79-C30		
1305K6	(BZX93)	4522	-C12)	5532	-C33		
1306	(BZX61-C6V8)	4523	-C15)	5533	-C36		
1307	-C7V5)	4524	-C15)	5534	-C39		
1308	-C8V2)	4525	-C16)	5535	-C43		

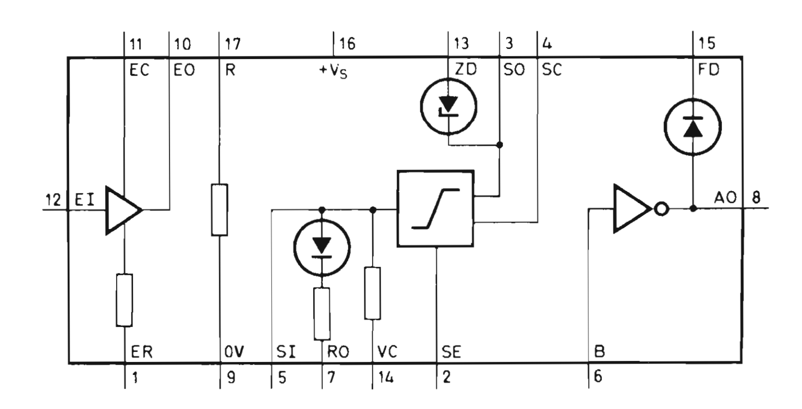
Módulo amplificador de potencia de la serie 61 que puede excitar cargas inductivas con corrientes transitorias de hasta 5 amperios

El circuito bloque **UPA61** es un amplificador de potencia cuya corriente de trabajo de pico es de 5 A para un período que no exceda de 20 ms. Gracias a la incorporación de un diodo amortiguador en el propio circuito, puede excitar directamente cargas inductivas.

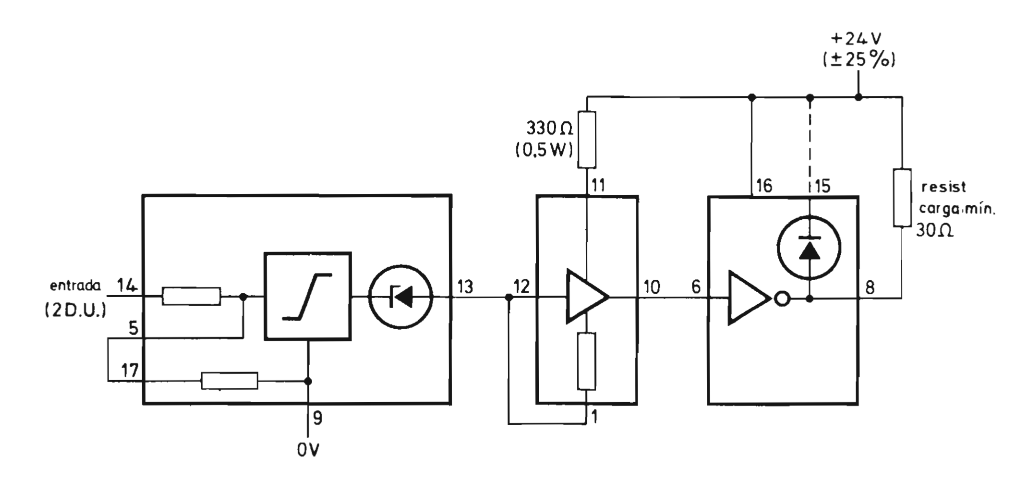
Como amplificador de salida, el cicuito bloque **UPA61** tiene corriente continua nominal de 1 A. En este caso deben emplearse impedancias de carga de más de 30 Ω y es comparable al circuito bloque PA60.

El **UPA61** puede ser empleado en condiciones de impulso para corrientes de hasta 2 A y, junto con las unidades TT60 o TT61, puede utilizarse para el disparo de tiristores, triacs o ignistores.





Esquema funcional del circuito bloque UPA61.



El circuito bloque UPA61 como amplificador de potencia con carga de 30 ohmios.

NÚMEROS ATRASADOS DISPONIBLES

VOLUMEN 8

Número 5. Amplificadores de antena con transistores.- Tubo fluorescente alimentado por batería.- Convertidor 600 Vcc a 20 Vca; 50 Hz; 1,2 kW.- Guitarra estereofónica.

VOLUMEN 9

Número 1. Introducción a la técnica operacional.- Amplificador estereofónico (1 W).- Unidades magnéticas en el Sistema Internacional.

Número 2. Sencillo comprobador de transistores.- Resonadores piezoeléctricos cerámicos.- Diodos rectificadores: estructura y funcionamiento; características y propiedades térmicas.- Amplificador de BF de 2 W.

Número 3. El triac: teoría y aplicaciones.- Diodos rectificadores: carga pulsante.

VOLUMEN 10

Número 3. Convertidor analógico/digital.- Sistema de control de las luces de un coche.- Diodos rectificadores: conexión en serie y en paralelo.- Utilización del contador DCD50.

Número 4. Introducción a la técnica operacional: clases de unidades operacionales.- Convertidores de c.c./c.a.- Sistema de alarma con Norbits de la serie 60.

Número 5. Preamplificadores de audio.- Circuitos rectificadores.- Memoria dinámica de acceso serie con el registro de desplazamiento FDN156 de tecnología MOS.

Número 6. Convertidores de c.c./c.c.- Amplificadores de potencia para BF.- Voltímetro digital.- Mezclador de baja frecuencia con el circuito integrado TAA521.

VOLUMEN 11

Número 1. Circuitos chopper con tiristores.- Amplificador telefónico.- Generador de caracteres con registro de desplazamiento.- Termómetro para líquidos.- Aplicaciones del BRY39.- Conmutador estático de c.a. con circuitos bloque de la serie 61.

Número 2. Las fotopilas solares de silicio y de telururo de cadmio.- Multivibrador de amplio margen con circuitos integrados.- Acoplamiento TTL con GRL111 y GRL101.- Decodificación de circuitos integrados TTL con conmutadores rotativos.- Termostato electrónico con diodo de silicio como detector.- Circuito de control de 10 kHz para disparo de tiristores y triacs.

Número 3. Circuitos integrados para TVC.- Circuitos prácticos: estabilizadores de tensión con TBA281.- Excitador para inversores de frecuencia variable con circuitos bloque serie 61.- La característica de puerta de los tiristores.

Número 4. Tiristores y triacs en control de temperatura.- Alarma electromagnética antirrobo.- Diseño de radiadores para transistores de audio.

Número 5. Reguladores de tensión con el circuito integrado TBA281.- Refrigeración de semiconductores de potencia.- Estudio lógico de circuitos de control para motores paso a paso.- Supresión de tensiones transitorias con diodos reguladores de tensión.

Número 6. Indicador de señalización con tubos ZC1050.- Equipo de verificación para circuitos de BF con transistores.- Funcionamiento y aplicación de los tubos indicadores numéricos.- Sistemas de visualización para tubos indicadores numéricos.

Número 7. Decodificador PAL con circuitos integrados.- Bloques rectificadores de silicio para alta tensión.- Convertidor de c.c. en c.c. estabilizado de 50 W.

Número 8. Blindaje y desmagnetización de los tubos de máscara perforada.- Tiristores: 1. Funcionamiento; 2. Técnicas básicas del control de fase; 3. Valores límite y características; 4. El diac, el triac y el conmutador controlado de silicio; 5. Fabriación.

Número 9. Diodos rectificadores: cargadores de baterías.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de baja tensión.- Amplificador para BF.- Generador de señales de servicio para pruebas y ajuste de un generador PAL de TVC.- Sistema de control de temperatura para granjas pecuarias.

Número 10. Amplificador de audio de alta calidad.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de alta tensión.- Amplificador de audio de 250 W con transistores de silicio.- Transductores ultrasónicos de piezóxido para control remoto, dispositivos de alarma y aplicaciones similares.- Filtro supresor de interferencias de RF para reguladores de iluminación.

Número 11. Diodos rectificadores: aplicaciones diversas.- Control de velocidad de ventiladores con triac BT110.- Sintonizador de FM para autorradio con diodos BB105.- Inversor de 50 kVA y 1 kHz.

Aprovechе esta oportunidad para completar su colección. Precio especial 15 Ptas. ejemplar. No se envían contra reembolso. Rogamos nos envíe el importe de su pedido por giro postal.

TRIODOS PARA REPETIDORES DE TELEVISION



Triodos de banda ancha y elevada estabilidad para repetidores de TV en bandas IV y V

Tipos de tubos	YD1300 imagen/ sonido	YD1302 imagen/ sonido	YD1330 imagen/ sonido	YD1331 sólo sonido	YD1332 imagen/ sonido	YD1333 imagen/ sonido	YD1334 imagen/ sonido
Margen de frecuencia	IV/V	IV/V	IV/V	IV/V	IV/V	IV/V	IV/V
Tensión de ánodo (V)	1700	1800	3000	2500	3000	1800	2500
Corriente de ánodo (en reposo, mA)	120	120	350	250	350	300	250
Corriente de ánodo (pico de señal, mA)	170	210	520	500	520	380	350
Tensión de polarización (V)	–5	–5	–20	–20	–20	–15	–20
Potencia de excitación de entrada (W)	0,25	0,8	8	8	8	2,5	2,5
Potencia de salida (W)	35	50	220	250	220	110	110
Ganancia (dB)	20	18	16	16	16	16	16
Productos de intermodulación (dB)	56	56	56	–	56	56	56
Rendimiento (% para pico de señal)	12	13	14	20	14	16	12,6

REVISTA Miniwatt

Vol. 12-Núm. 8 SEPTIEMBRE 1973 25 Ptas.



NÚMEROS ATRASADOS DISPONIBLES

VOLUMEN 8

Número 5. Amplificadores de antena con transistores.- Tubo fluorescente alimentado por batería.- Convertidor 600 Vcc a 20 Vca; 50 Hz; 1,2 kW.- Guitarra estereofónica.

VOLUMEN 9

Número 1. Introducción a la técnica operacional.- Amplificador estereofónico (1 W).- Unidades magnéticas en el Sistema Internacional.

Número 2. Sencillo comprobador de transistores.- Resonadores piezoeléctricos cerámicos.- Diodos rectificadores: estructura y funcionamiento; características y propiedades térmicas.- Amplificador de BF de 2 W.

Número 3. El triac: teoría y aplicaciones.- Diodos rectificadores: carga pulsante.

VOLUMEN 10

Número 3. Convertidor analógico/digital.- Sistema de control de las luces de un coche.- Diodos rectificadores: conexión en serie y en paralelo.- Utilización del contador DCD50.

Número 4. Introducción a la técnica operacional: clases de unidades operacionales.- Convertidores de c.c./c.a.- Sistema de alarma con Norbits de la serie 60.

Número 5. Preamplificadores de audio.- Circuitos rectificadores.- Memoria dinámica de acceso serie con el registro de desplazamiento FDN156 de tecnología MOS.

Número 6. Convertidores de c.c./c.c.- Amplificadores de potencia para BF.- Voltímetro digital.- Mezclador de baja frecuencia con el circuito integrado TAA521.

VOLUMEN 11

Número 1. Circuitos chopper con tiristores.- Amplificador telefónico.- Generador de caracteres con registro de desplazamiento.- Termómetro para líquidos.- Aplicaciones del BRY39.- Conmutador estático de c.a. con circuitos bloque de la serie 61.

Número 2. Las fotopilas solares de silicio y de telururo de cadmio.- Multivibrador de amplio margen con circuitos integrados.- Acoplamiento TTL con GRL111 y GRL101.- Decodificación de circuitos integrados TTL con conmutadores rotativos.- Termostato electrónico con diodo de silicio como detector.- Circuito de control de 10 kHz para disparo de tiristores y triacs.

Número 3. Circuitos integrados para TVC.- Circuitos prácticos: estabilizadores de tensión con TBA281.- Excitador para inversores de frecuencia variable con circuitos bloque serie 61.- La característica de puerta de los tiristores.

Número 4. Tiristores y triacs en control de temperatura.- Alarma electromagnética antirrobo.- Diseño de radiadores para transistores de audio.

Número 5. Reguladores de tensión con el circuito integrado TBA281.- Refrigeración de semiconductores de potencia.- Estudio lógico de circuitos de control para motores paso a paso.- Supresión de tensiones transitorias con diodos reguladores de tensión.

Número 6. Indicador de señalización con tubos ZC1050.- Equipo de verificación para circuitos de BF con transistores.- Funcionamiento y aplicación de los tubos indicadores numéricos.- Sistemas de visualización para tubos indicadores numéricos.

Número 7. Decodificador PAL con circuitos integrados.- Bloques rectificadores de silicio para alta tensión.- Convertidor de c.c. en c.c. estabilizado de 50 W.

Número 8. Blindaje y desmagnetización de los tubos de máscara perforada.- Tiristores: 1. Funcionamiento; 2. Técnicas básicas del control de fase; 3. Valores límite y características; 4. El diac, el triac y el conmutador controlado de silicio; 5. Fabriación.

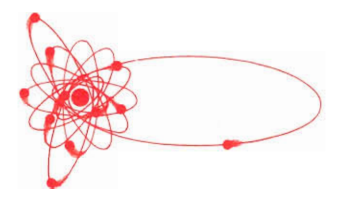
Número 9. Diodos rectificadores: cargadores de baterías.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de baja tensión.- Amplificador para BF.- Generador de señales de servicio para pruebas y ajuste de un generador PAL de TVC.- Sistema de control de temperatura para granjas pecuarias.

Número 10. Amplificador de audio de alta calidad.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de alta tensión.- Amplificador de audio de 250 W con transistores de silicio.- Transductores ultrasónicos de piezóxido para control remoto, dispositivos de alarma y aplicaciones similares.- Filtro supresor de interferencias de RF para reguladores de iluminación.

Número 11. Diodos rectificadores: aplicaciones diversas.- Control de velocidad de ventiladores con triac BT110.- Sintonizador de FM para autorradio con diodos BB105.- Inversor de 50 kVA y 1 kHz.

REVISTA "Miniwatt"

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
MARIA ROSA BORRÁS

Compaginación:
MAURICIO RAMOS LÓPEZ

Suscripciones:

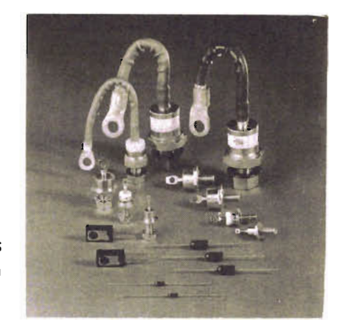
Publicada por:
COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCIÓN ANUAL
(11 números) 200 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 25 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona



Rectificadores de silicio empleados para la rectificación de corriente en aplicaciones domésticas y de tipo industrial.

ÍNDICE

VOLUMEN 12 - Número 8 SEPTIEMBRE 1973

SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES (UNIDADES S.I.)

MAGNITUDES	UNIDADES	SIMBOLOS	
UNIDADES FUNDAMENTALES			
Longitud	metro	m	
Masa	kilogramo	kg	
Tiempo	segundo	s	
Temperatura termodinámica	grado Kelvin	°K	
Intensidad de corriente eléctrica	amperio	A	
Intensidad luminosa	candela	cd	
Cantidad de materia	mol	mol	
UNIDADES SUPLEMENTARIAS			
Angulo plano	radián (radiante)	rad	
Angulo sólido	estereorradián (estereorradiante)	sr	
UNIDADES DERIVADAS			
Superficie	metro cuadrado		m^2
Volumen	metro cúbico		m^3
Frecuencia	hertzio (hertz)	Hz	s^{-1}
Densidad	kilogramo por metro cúbico		kg/m^3
Velocidad	metro por segundo		m/s
Velocidad angular	radián por segundo		rad/s
Aceleración	metro por segundo, por segundo		m/s^2
Aceleración angular	radián por segundo, por segundo		rad/s^2
Fuerza	newton	N	$kg \cdot m/s^2$
Presión	pascal	Pa	N/m^2
Viscosidad cinemática	metro cuadrado por segundo		m^2/s
Viscosidad dinámica	pascal por segundo	Pa.s	$N \cdot s/m^2$
Trabajo, energía, cantidad de calor	julio	J	N·m
Potencia	vatio	W	J/s
Cantidad de electricidad	culombio	C	A·s
Tensión eléctrica, diferencia de potencial, fuerza electromotriz	voltio	V	W/A
Intensidad de campo eléctrico	voltio por metro		V/m
Resistencia eléctrica	ohmio	Ω	V/A
Conductancia	siemens	S	A/V
Capacidad eléctrica	faradio	F	A·s/V
Flujo magnético	weber	Wb	V·s
Inductancia	henrio	H	V·s/A
Inducción magnética	tesla	T	Wb/m^2
Intensidad de campo magnético	amperio por metro		A/m
Fuerza magnetomotriz	amperio	A	
Flujo luminoso	lumen	lm	cd·sr
Luminancia	candela por metro cuadrado		cd/m^2
Iluminación	lux	lx	lm/m^2

MULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
tera	T	10^{12}
giga	G	10^9
mega	M	10^6
kilo	k	10^3
hecto	h	10^2
deca	da	10

SUBMULTIPLOS

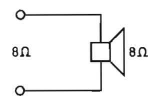
PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
deci	d	10^{-1}
centi	c	10^{-2}
mili	m	10^{-3}
micro	μ	10^{-6}
nano	n	10^{-9}
pico	p	10^{-12}
femto	f	10^{-15}
atto	a	10^{-18}

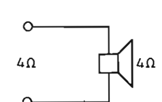
SISTEMA DE ALTAVOCES PARA ALTA FIDELIDAD

En este artículo se dan las características y detalles de construcción de 21 sistemas de altavoces para alta fidelidad. Tres de los sistemas descritos son sistema "estéreo" en los que se utiliza una caja acústica con dos altavoces woofer trabajando separadamente junto con altavoces tweeter o altavoces tweeter y squawker aparte. La caja acústica con altavoz woofer está dividida en dos partes iguales por un tabique intermedio, de forma que no existe conexión eléctrica ni acústica entre los dos altavoces.

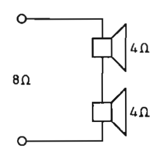
Todos los sistemas descritos están previstos para amplificadores con impedancia de 8 ohmios. Pueden utilizarse también en amplificadores de 4 ohmios, pero esto significa una pérdida de potencia acústica. Es preferible construir un sistema adecuado para 4 ohmios, para lo cual es preciso efectuar los siguientes cambios en los datos publicados:

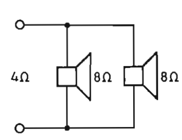
– cuando se utilice un altavoz, sustituirlo por su versión de 4 ohmios



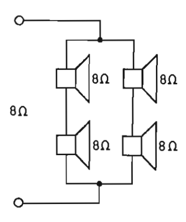


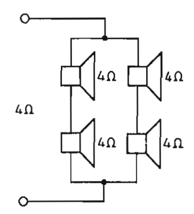
– cuando se utilicen dos altavoces de 4 ohmios en serie, sustituirlos por dos altavoces de 8 ohmios en paralelo





– cuando se utilicen cuatro altavoces de 8 ohmios en dos circuitos en paralelo de dos altavoces en serie, sustituirlos por altavoces de 4 ohmios sin modificar la forma de conexión





– cuando se utilicen ocho altavoces de 4 ohmios en dos circuitos en paralelo de cuatro altavoces en serie, sustituirlos por altavoces de 8 ohmios y conectarlos en cuatro circuitos en paralelo de dos altavoces en serie
– los filtros deben ser las correspondientes versiones de 4 ohmios
– deben duplicarse los valores de las capacidades
– deben reducirse a la mitad los valores de las inductancias.

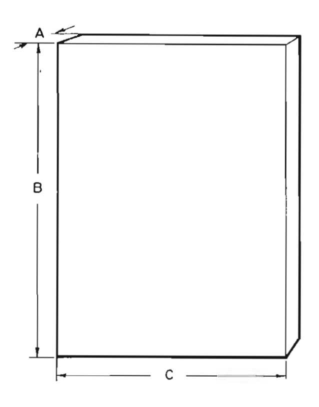
El método más simple de construcción consiste en fijar los altavoces y filtros en un baffle y cerrar con éste una cavidad adecuada de la habitación o una caja acústica expresamente construida para ello. Se dan más adelante las medidas y detalles de construcción de las cajas acústicas que proporcionan resultados óptimos.

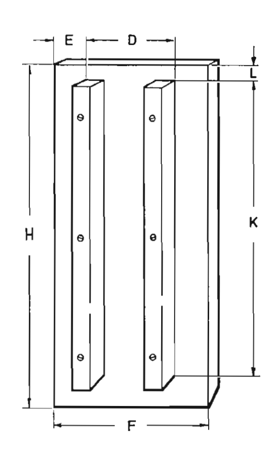
Si se desea pueden cambiarse las dimensiones de las cajas acústicas, pero para obtener los resultados indicados es preciso mantener el volumen recomendado. Si se introducen cambios, la profundidad debe modificarse en

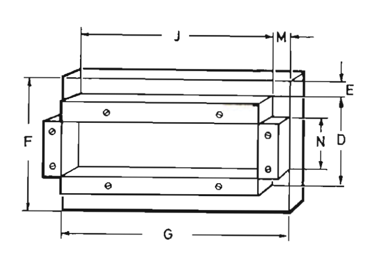
saltos iguales a 1/2 d, siendo d la profundidad recomendada, es decir, si d es igual a 180 mm, otras medidas posibles son 270 mm, 360 mm, etc. Cualquiera que sea la forma de caja acústica empleada, debe ser completamente hermética, incluso alrededor del cable de entrada y estar revestida interiormente con una capa de 25 mm, como mínimo, de lana de vidrio o material amortiguador similar en los costados y caras superior e inferior.

Los altavoces deben montarse en la parte frontal del baffle y, a ser posible, no deberían sobresalir de la superficie de éste. Las figuras muestran las caras posteriores del baffle.

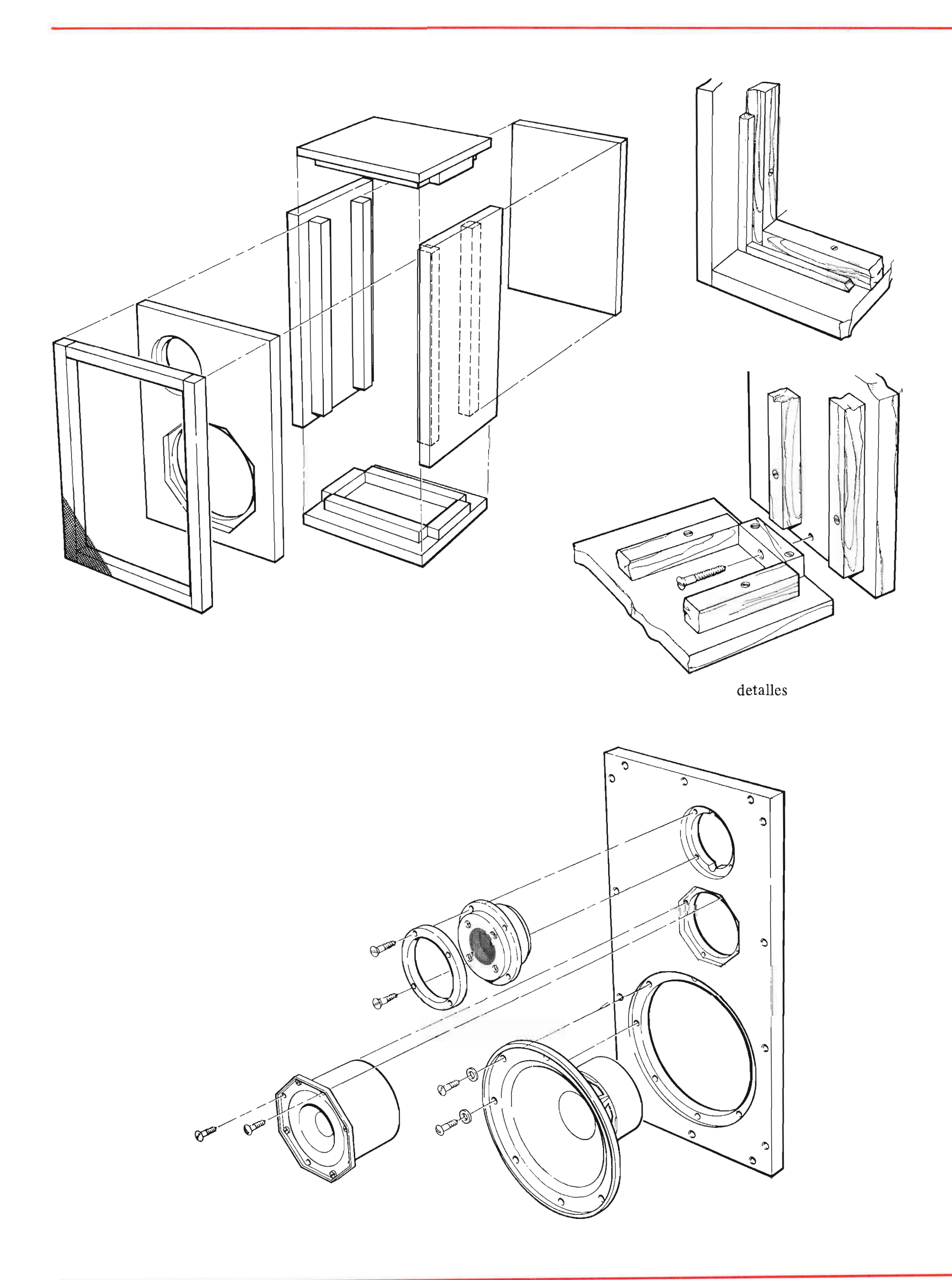
Despiece y dimensiones en milímetros de las piezas empleadas para la construcción de las cajas acústicas







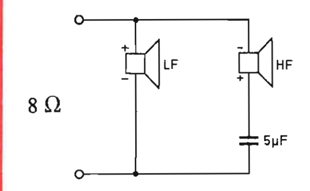
Sistema	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N
1	10	245	150	85	10	120	150	265	110	245	10	20	45
2	10	245	150	85	10	120	150	265	110	245	10	20	45
3	10	245	150	85	10	120	150	265	110	245	10	20	45
4	10	360	206	85	10	125	206	380	166	360	10	20	45
5	20	480	290	180	20	240	290	520	250	480	20	20	140
6	25	1000	250	180	25	250	250	1050	210	1000	25	20	140
7	25	990	990	180	25	250	990	1040	950	990	25	20	140
8	15	310	200	115	15	165	200	340	160	310	15	20	75
9a	20	580	350	150	20	210	350	620	310	580	20	20	110
9b	20	350(C)	210(T)	150	20	210	210	390	170	350	20	20	110
10	20	480	290	145	20	205	290	520	250	480	20	20	105
11	20	530	320	150	20	210	320	570	280	530	20	20	110
12	25	500	500	180	25	250	500	550	460	500	25	20	140
13a	15	516	310	92	15	142	310	546	270	516	15	20	52
13b	15	310(C)	180(X)	92	15	142	180	340	140	310	15	20	52
14	25	776	466	180	25	250	466	826	426	776	25	20	140
15	25	630	380	150	25	220	380	680	340	630	25	20	110
16	25	600	376	200	25	270	376	650	336	600	25	20	160
17	25	630	380	150	25	220	380	680	340	630	25	20	110
18	25	750	450	150	25	220	450	800	410	750	25	20	110
19	25	880	540	175	25	245	540	930	500	880	25	20	135
20	25	910	510	155	25	225	510	960	470	910	25	20	115
21	25	2000	600	180	25	250	600	2050	560	2000	25	20	140


detalles

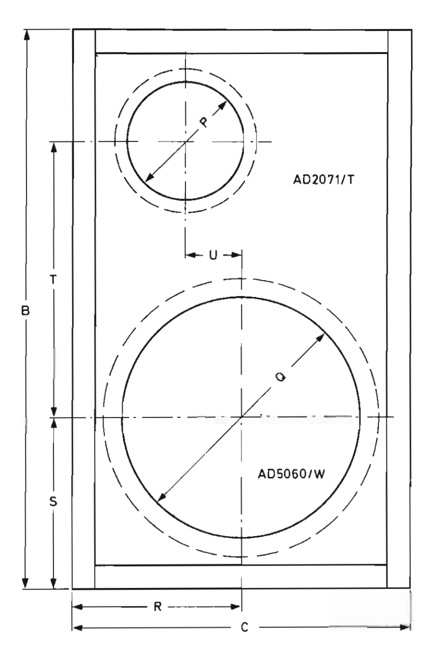
Sistemas de altavoces para alta fidelidad

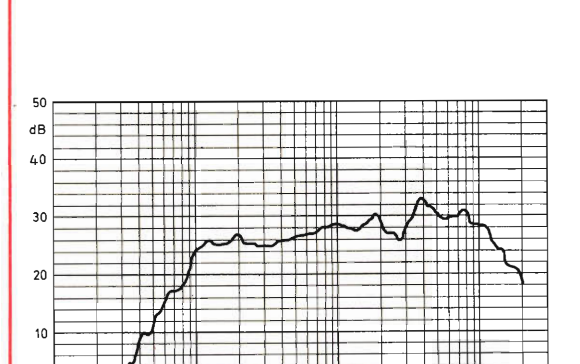
Núm.	Altavoz woofer	Altavoz squawker	Altavoz tweeter	Filtro de frecuencia	Potencia W	Potencia musical W	Volumen caja acústica l	Frecuencia de cruce Hz	Frecuencia resonancia Hz
1	AD5060/W8		AD2071/T8		10	15	3	8000	100
2	AD5060/W8		AD2071/T8	ADF2400/8	10	15	3	2400	100
3	AD5060/W8		AD0160/T8	ADF1600/8	10	15	3	1600	100
4	2 X AD5060/W8		2 X AD0160/T8	2 X ADF1600/8	2 X 10	2 X 15	2 X 3	1600	100
5	AD7065/W8	AD5060/Sq8			10	15	25	500	42
6	AD8065/W8	AD5060/Sq8	AD0160/T8	ADF500-4500/8	10	15	45	500 y 4500	39
7	AD1265/W8	4 X AD5060/Sq8	4 X AD0160/T8	ADF500-4500/8	15	25	172	500 y 4500	40
8	AD7065/W8		AD0160/T8	ADF1600/8	20	30	7	1600	69
9	2 X AD8060/W8	2 X AD5060/Sq8	2 X AD0160/T8	2 X ADF500-4500/8	2 X 20	2 X 30	2 X 15	500 y 4500	83
10	AD8060/W8		AD0160/T8	ADF1600/8	20	30	20	1600	74
11	AD8060/W8	AD5060/Sq8	AD0160/T8	ADF500-4500/8	20	30	25	500 y 4500	67
12	4 X AD5060/W8	AD5060/Sq8	4 X AD2071/T8		20	30	45	500 y 10500	65
13	2 X AD7065/W8	2 X AD5060/Sq8	2 X AD0160/T8	2 X ADF500-4500/8	2 X 25	2 X 35	2 X 7	500 y 4500	69
14	AD10100/W8	2 X AD5060/Sq8	2 X AD0160/T8	ADF500-4500/8	25	40	65	500 y 4500	40
15	AD1065/W8	AD5060/Sq8	AD0160/T8	ADF500-4500/8	30	45	35	500 y 4500	65
16	2 X AD8065/W4		2 X AD0160/T4	ADF1600/8	35	50	45	1600	48
17	AD10100/W8	AD5060/Sq8	AD0160/T8	ADF500-4500/8	40	60	35	500 y 4500	52
18	AD1265/W8	2 X AD5060/Sq8	2 X AD0160/T4	ADF500-4500/8	40	60	50	500 y 4500	69
19	AD12100/W8	4 X AD5060/Sq8	4 X AD0160/T8	ADF500-4500/8	40	60	80	500 y 4500	43
20	2 X AD12100/W4	4 X AD5060/Sq8	4 X AD0160/T8		100	150	65	500 y 4800	64
21	4 X AD12100/W8	8 X AD5060/Sq4	8 X AD0160/T4		250	325	200	500 y 4800	52

1



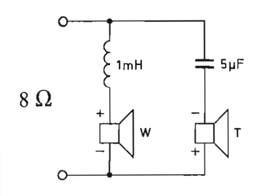
	mm
B	245
C	150
P	52
Q	106
R	75
S	90
T	100
U	20



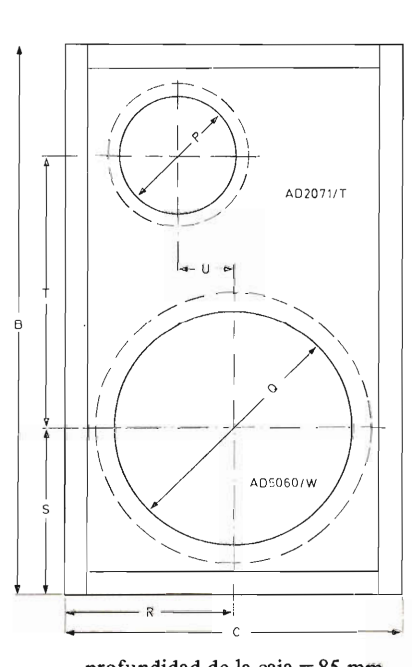


profundidad de la caja = 85 mm

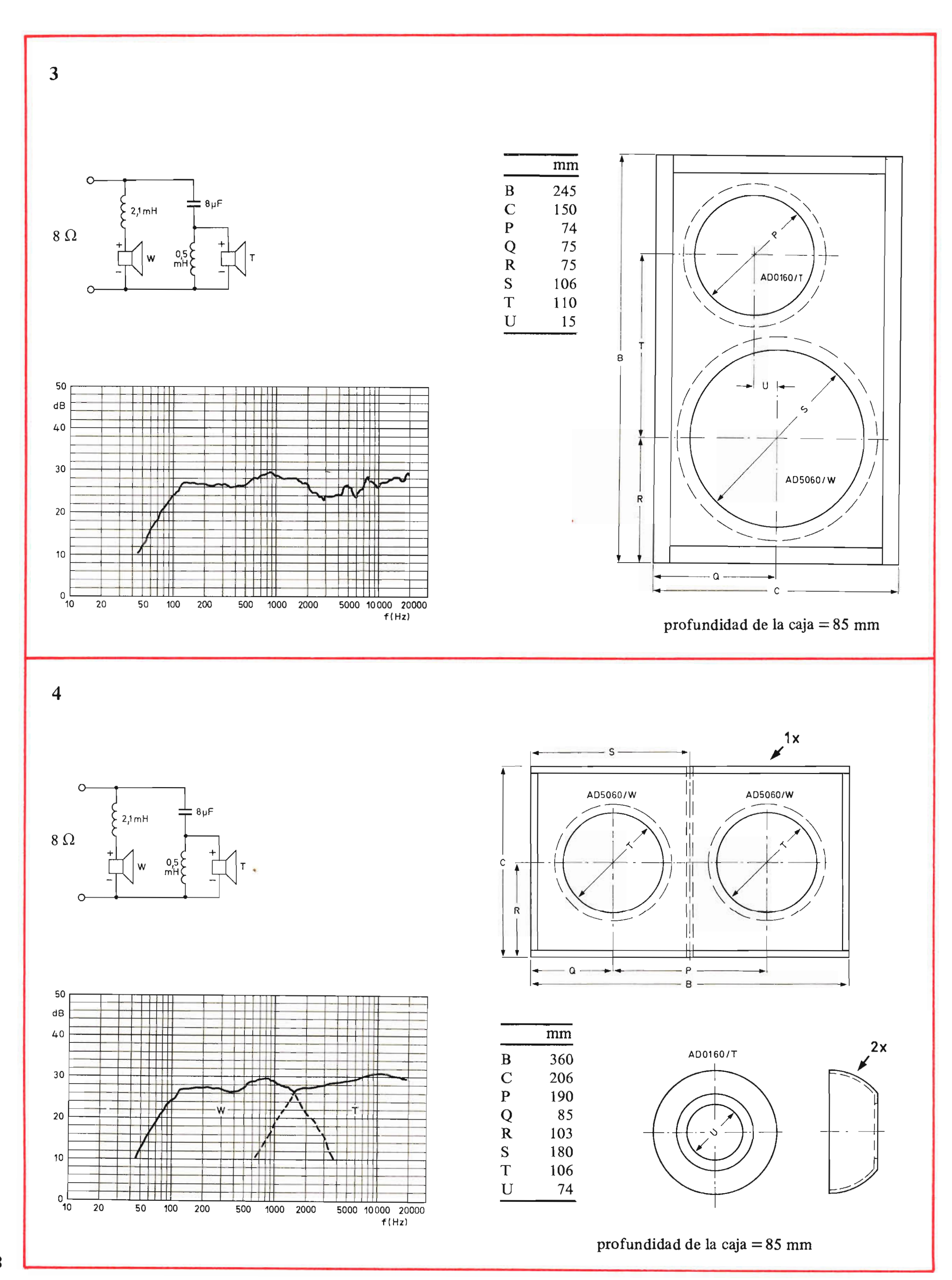
2



	mm
B	245
C	150
P	52
Q	106
R	75
S	90
T	100
U	20



profundidad de la caja = 85 mm



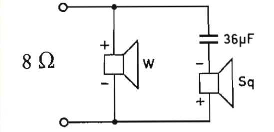
	mm
B	245
C	150
P	74
Q	75
R	75
S	106
T	110
U	15

profundidad de la caja = 85 mm

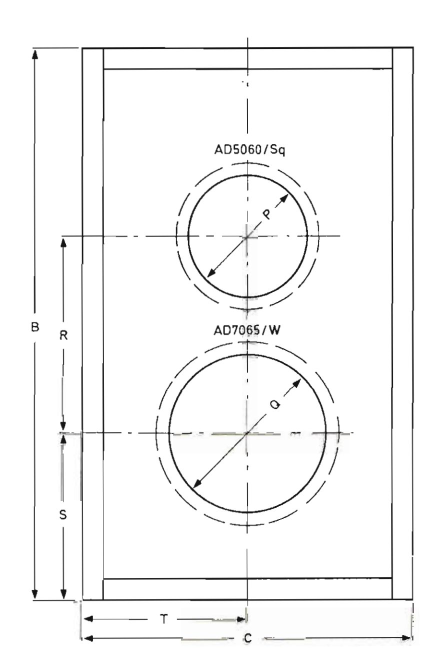
	mm
B	360
C	206
P	190
Q	85
R	103
S	180
T	106
U	74

profundidad de la caja = 85 mm

5

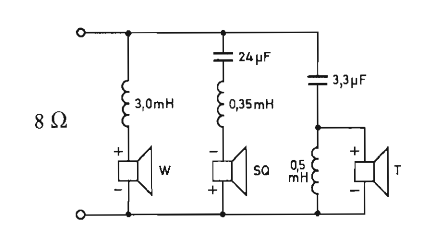


	mm
B	480
C	290
P	108
Q	142
R	170
S	145
T	145

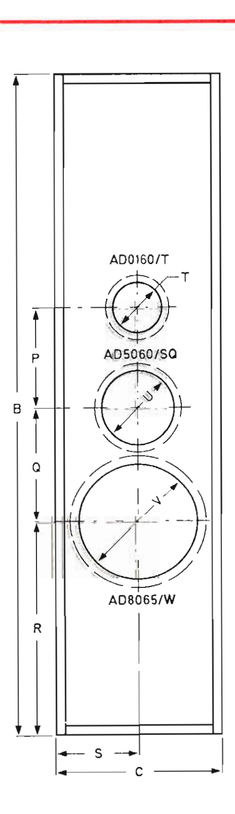


profundidad de la caja = 180 mm

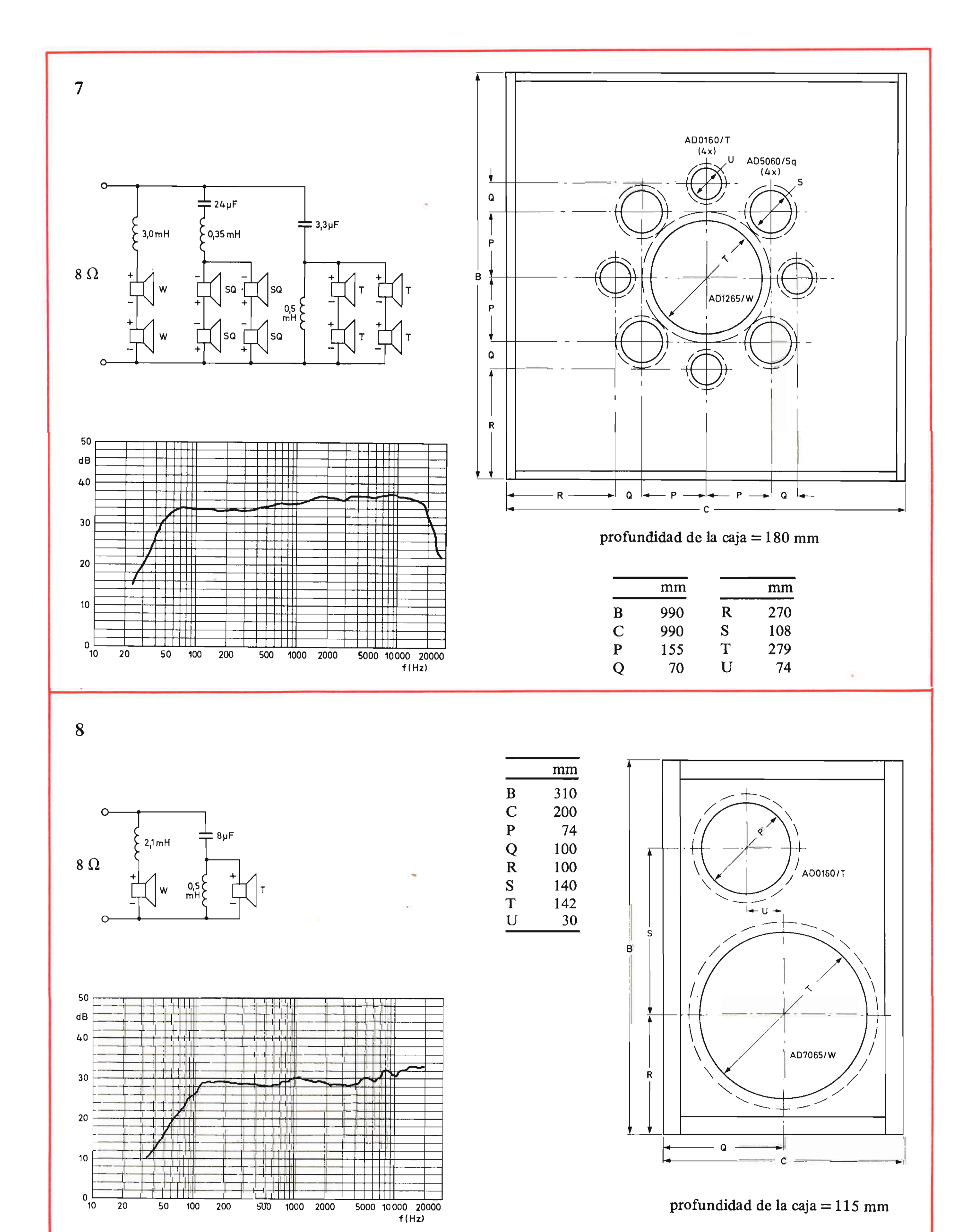
6



	mm
B	1000
C	250
P	150
Q	175
R	325
S	125
T	74
U	108
V	180



profundidad de la caja = 180 mm

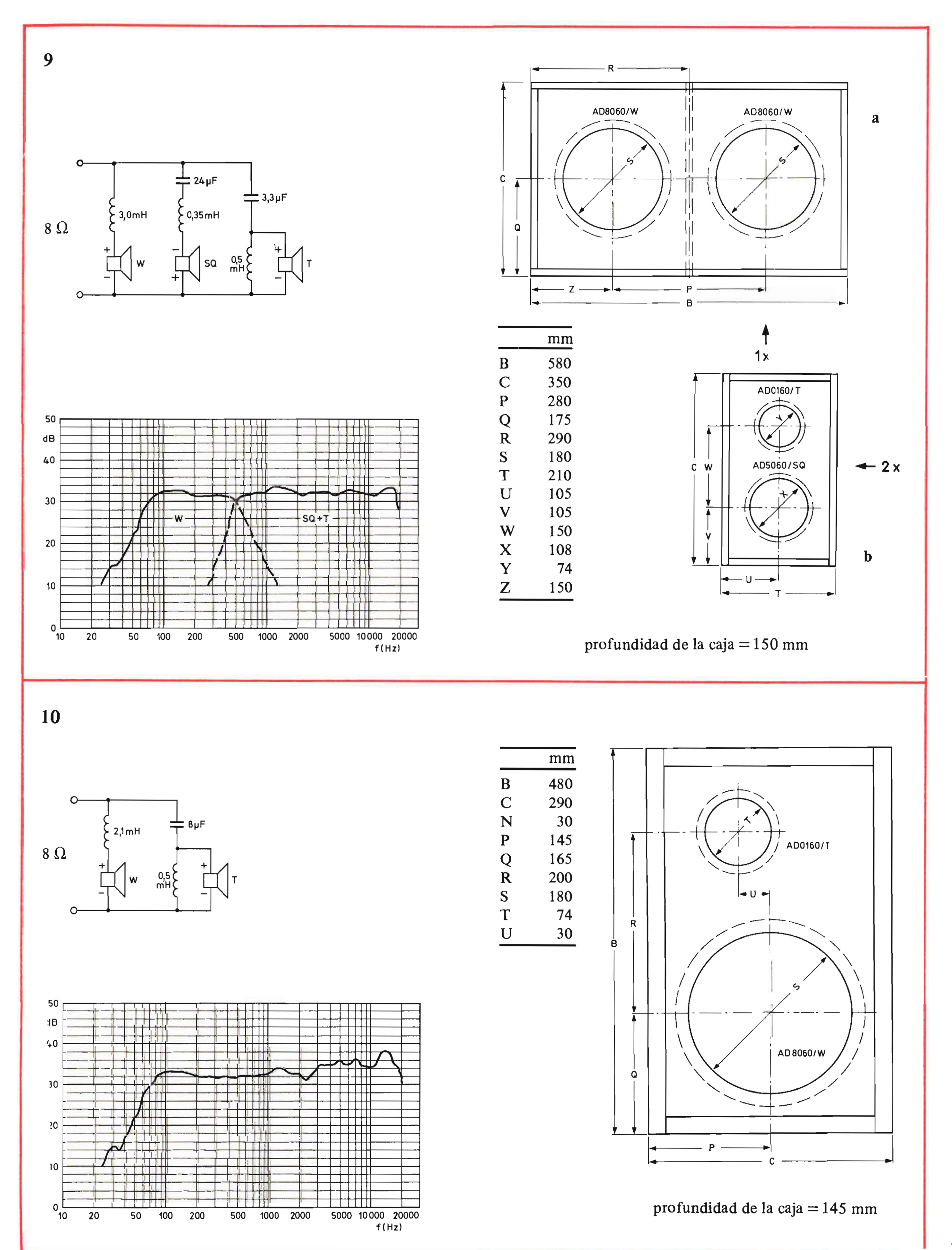


profundidad de la caja = 180 mm

	mm		mm
B	990	R	270
C	990	S	108
P	155	T	279
Q	70	U	74

	mm
B	310
C	200
P	74
Q	100
R	100
S	140
T	142
U	30

profundidad de la caja = 115 mm



9

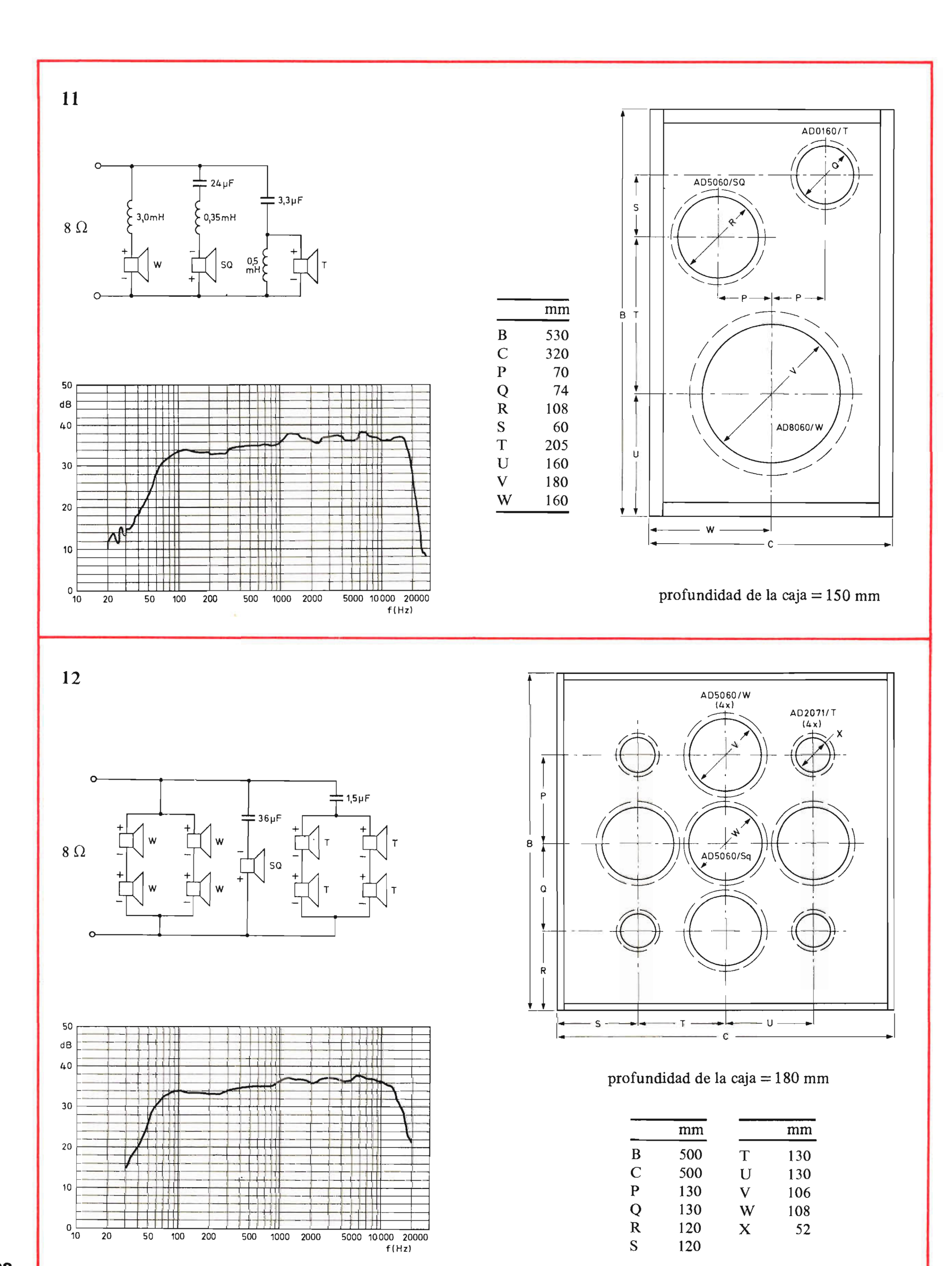
	mm
B	580
C	350
P	280
Q	175
R	290
S	180
T	210
U	105
V	105
W	150
X	108
Y	74
Z	150

profundidad de la caja = 150 mm

10

	mm
B	480
C	290
N	30
P	145
Q	165
R	200
S	180
T	74
U	30

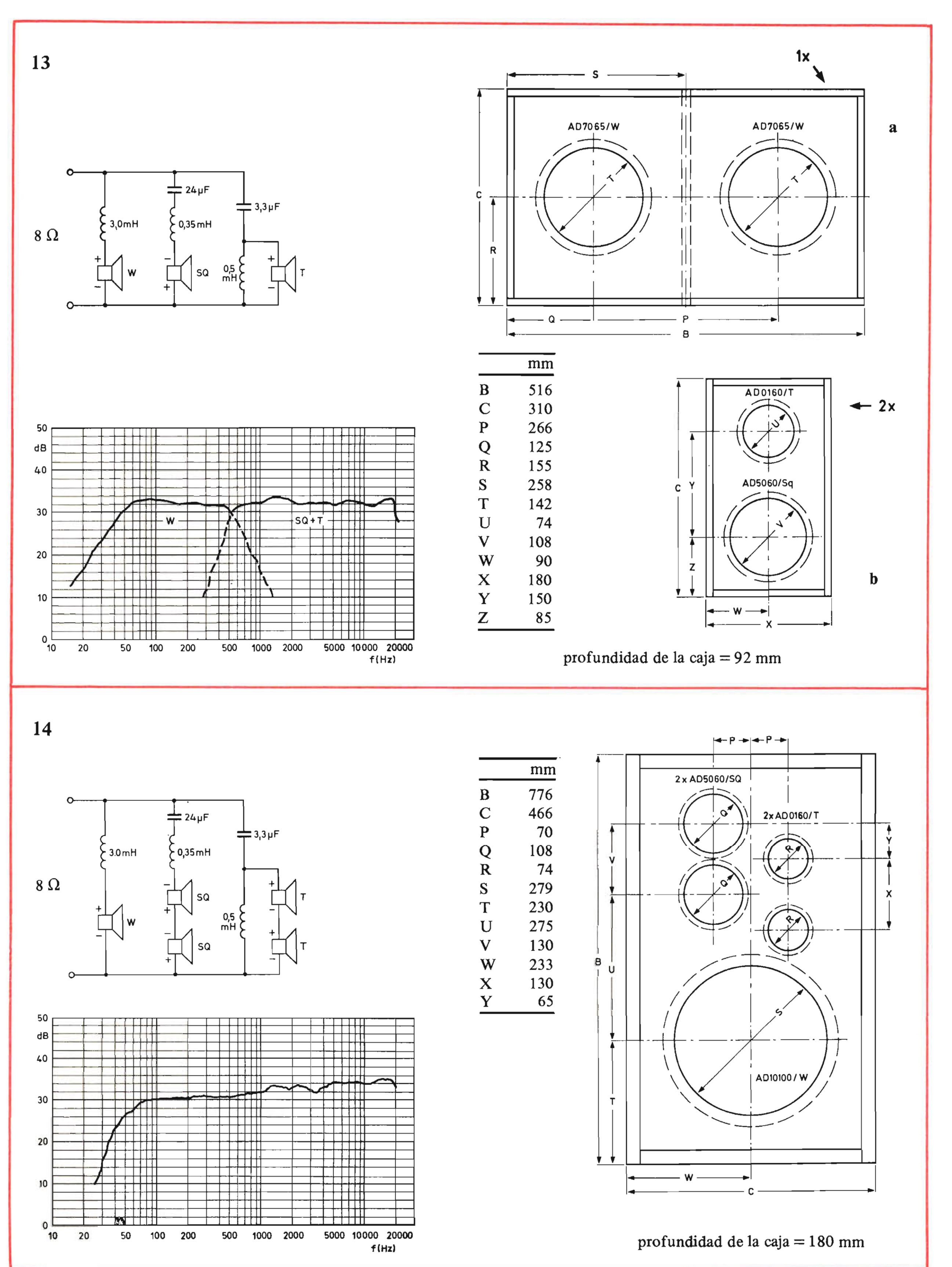
profundidad de la caja = 145 mm



	mm
B	530
C	320
P	70
Q	74
R	108
S	60
T	205
U	160
V	180
W	160

	mm
B	500
C	500
P	130
Q	130
R	120
S	120

	mm
T	130
U	130
V	106
W	108
X	52

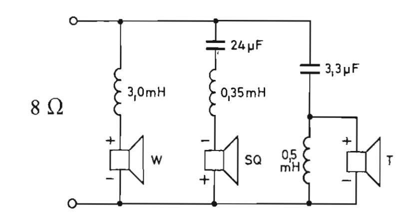


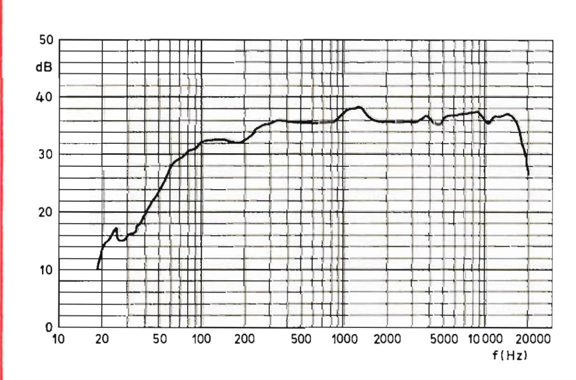
	mm
B	516
C	310
P	266
Q	125
R	155
S	258
T	142
U	74
V	108
W	90
X	180
Y	150
Z	85

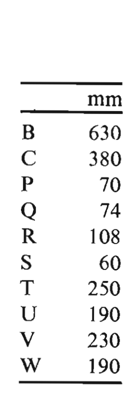
	mm
B	776
C	466
P	70
Q	108
R	74
S	279
T	230
U	275
V	130
W	233
X	130
Y	65



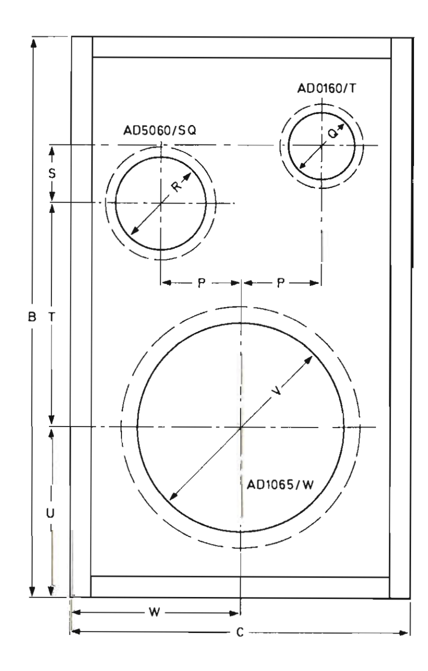
15





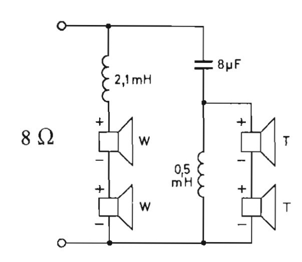


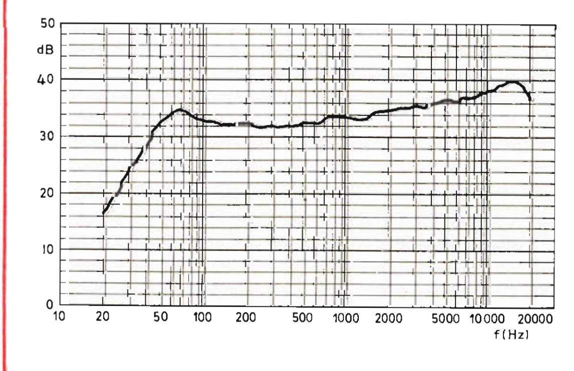
	mm
B	630
C	380
P	70
Q	74
R	108
S	60
T	250
U	190
V	230
W	190

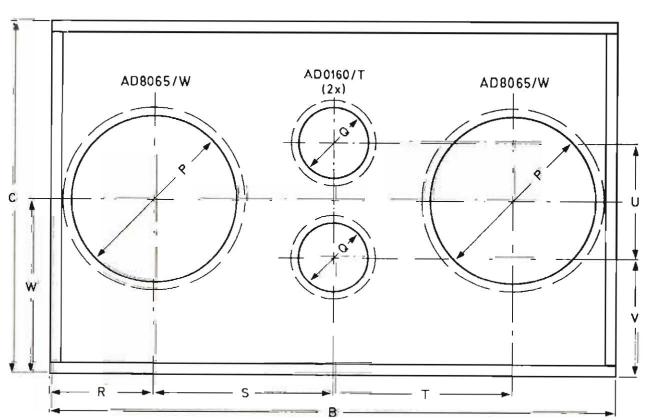


profundidad de la caja = 150 mm

16



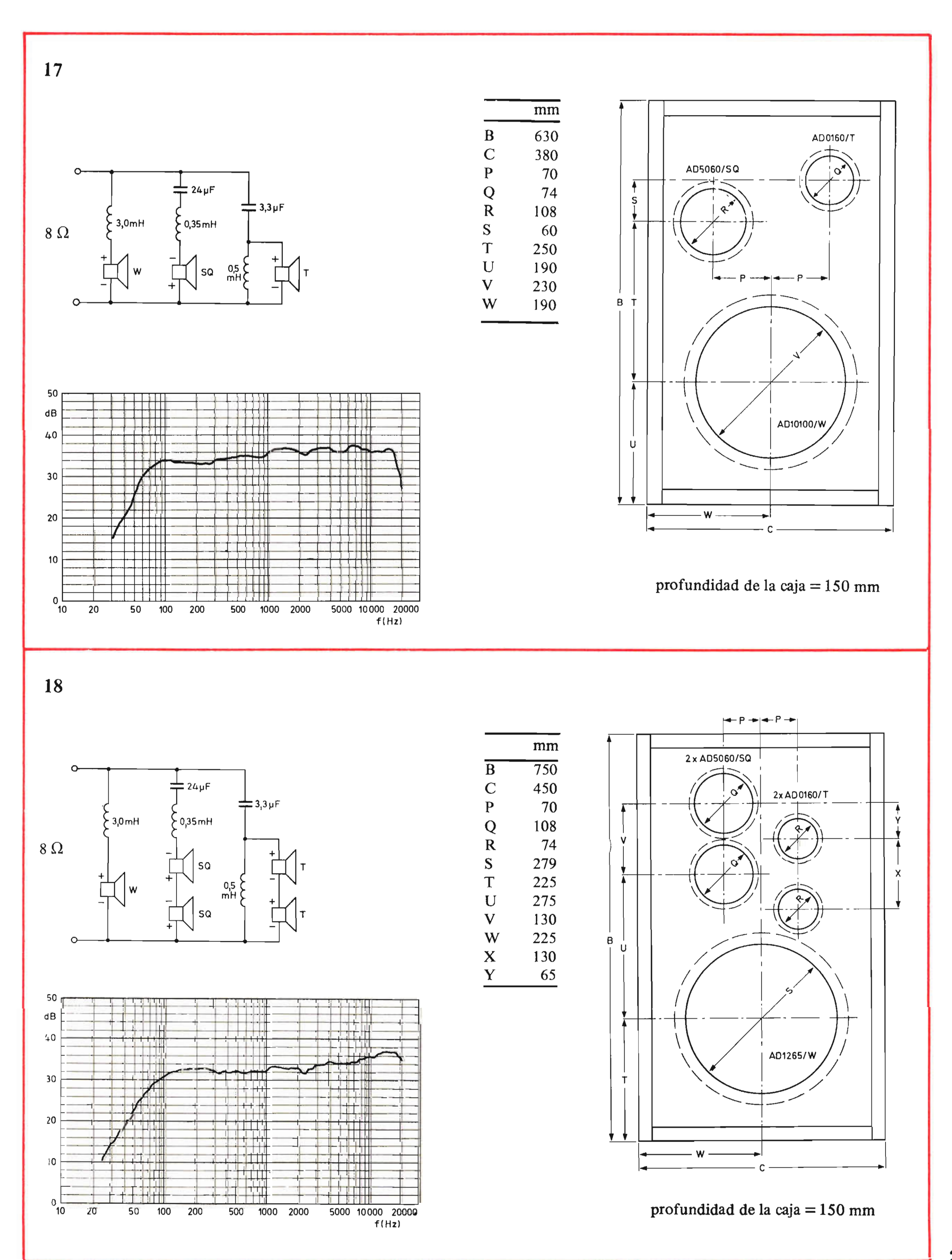




profundidad de la caja = 200 mm

	mm
B	600
C	376
P	180
Q	74
R	125

	mm
S	175
T	175
U	120
V	128
W	188



17

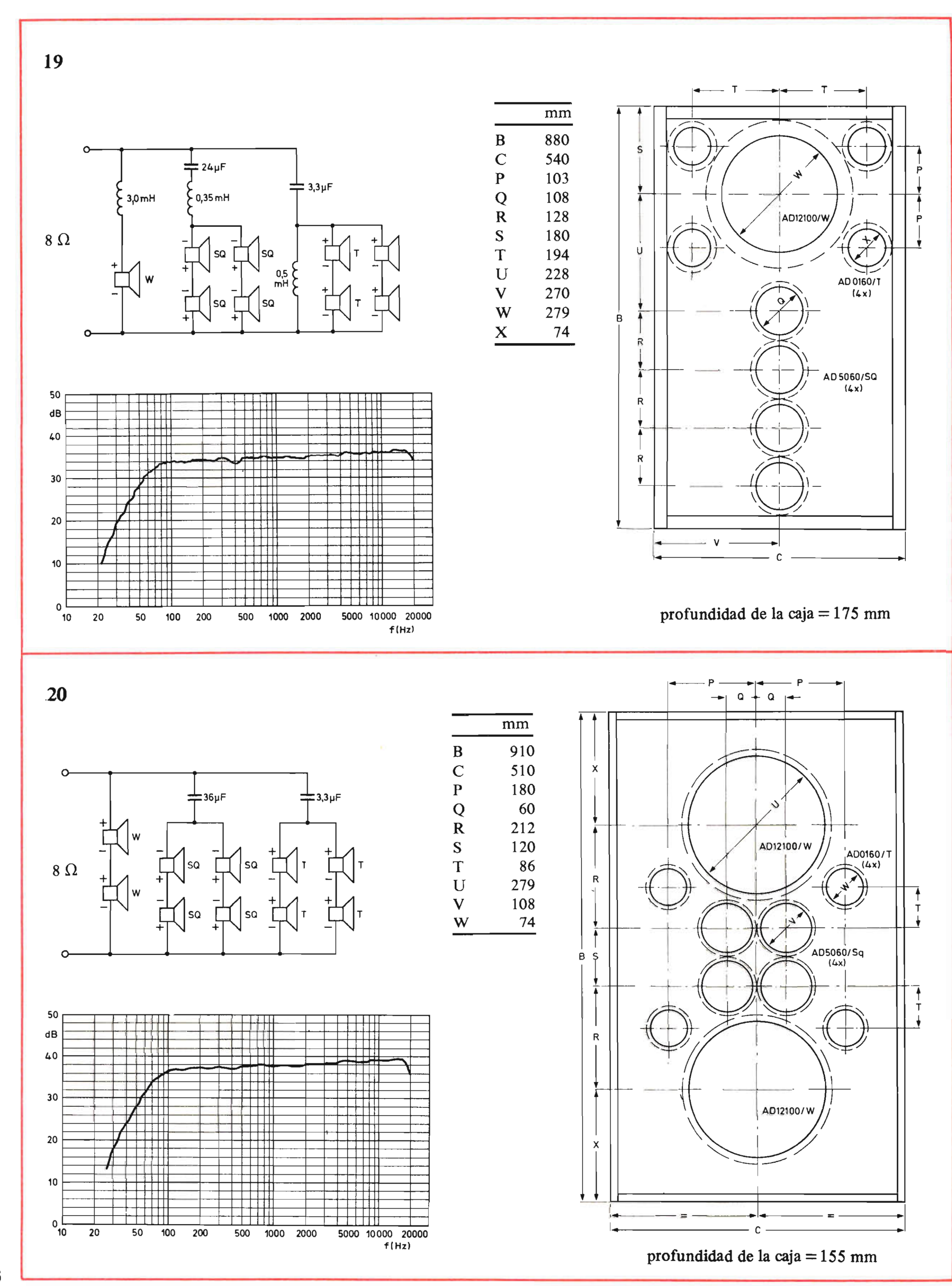
	mm
B	630
C	380
P	70
Q	74
R	108
S	60
T	250
U	190
V	230
W	190

profundidad de la caja = 150 mm

18

	mm
B	750
C	450
P	70
Q	108
R	74
S	279
T	225
U	275
V	130
W	225
X	130
Y	65

profundidad de la caja = 150 mm

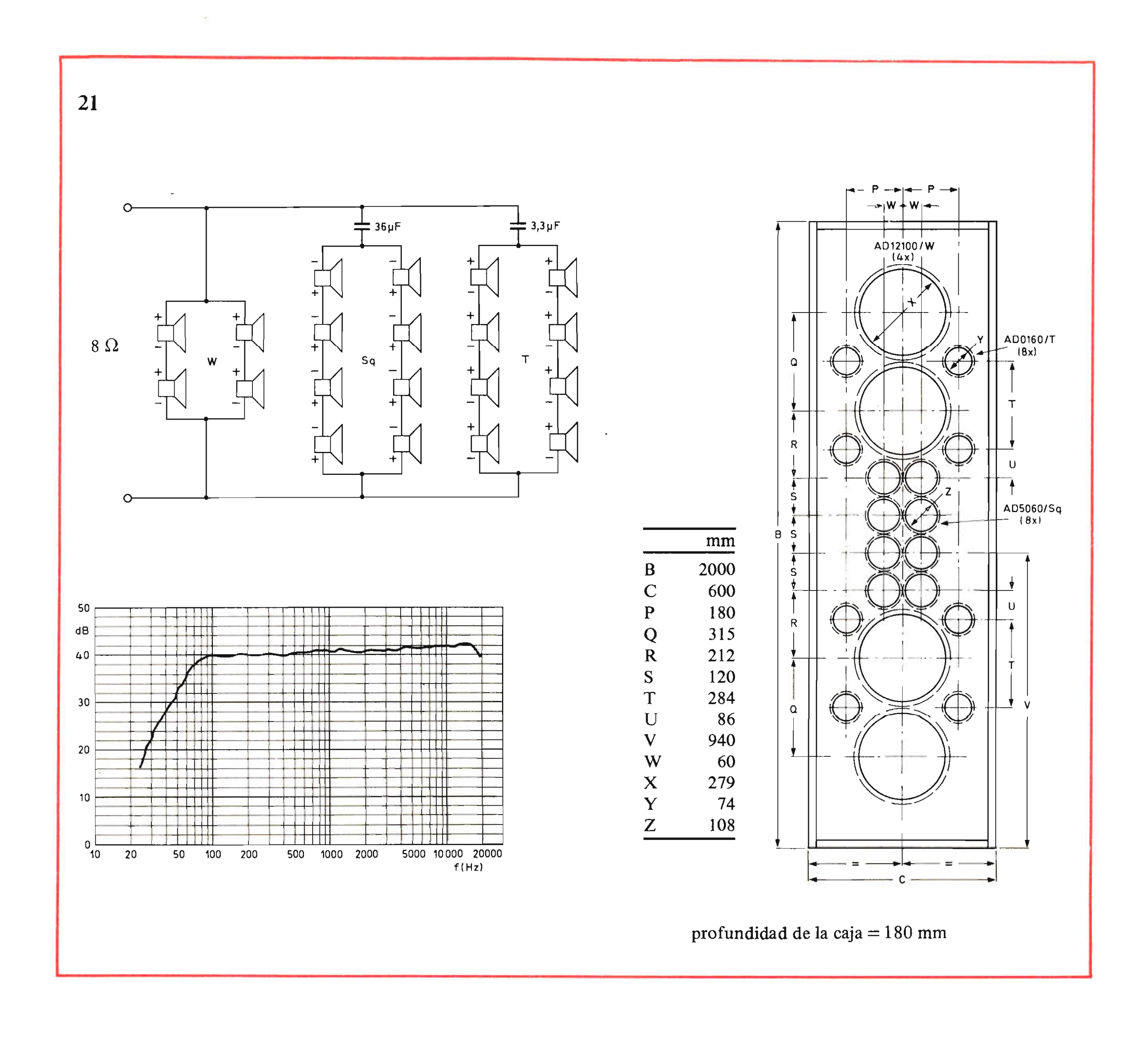


	mm
B	880
C	540
P	103
Q	108
R	128
S	180
T	194
U	228
V	270
W	279
X	74

profundidad de la caja = 175 mm

	mm
B	910
C	510
P	180
Q	60
R	212
S	120
T	86
U	279
V	108
W	74

profundidad de la caja = 155 mm



	mm
B	2000
C	600
P	180
Q	315
R	212
S	120
T	284
U	86
V	940
W	60
X	279
Y	74
Z	108

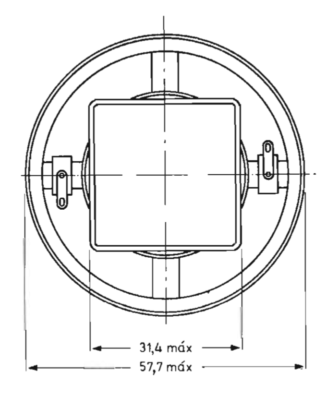
profundidad de la caja = 180 mm

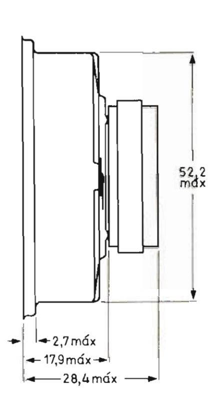
Filtros de frecuencias recomendados

sistemas altavoces	*frecuencia cruce*	*conexiones sugeridas*
2 vías con tweeter 2"	2400 Hz	1mH; 5μF; W; T
2 vías con tweeter 1"	1600 Hz	2,1 mH; 8μF; 0,5 mH; W; T
3 vías con tweeter 1"	500+4500 Hz	3,0mH; 24μF; 0,35mH; 3,3μF; 0,5 mH; W; SQ; T

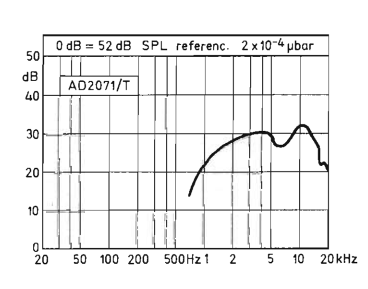
Los valores de los componentes corresponden a sistemas de 8 ohmios. Para sistemas de 4 ohmios, divídase la inductancia por 2 y multiplíquense las capacidades por 2.

AD 2071/T

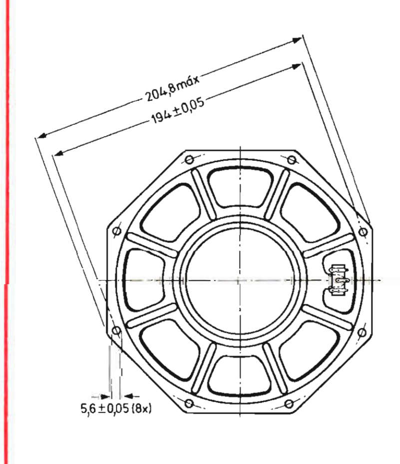


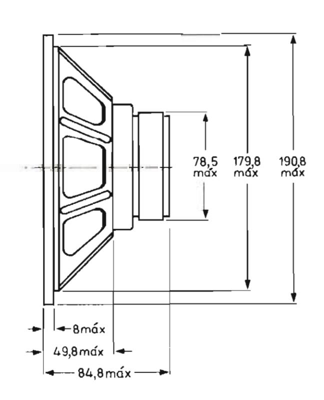


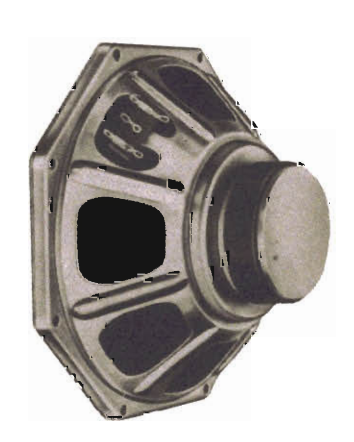


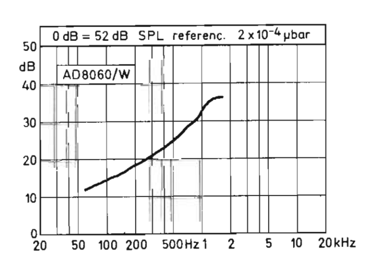


AD 8060/W

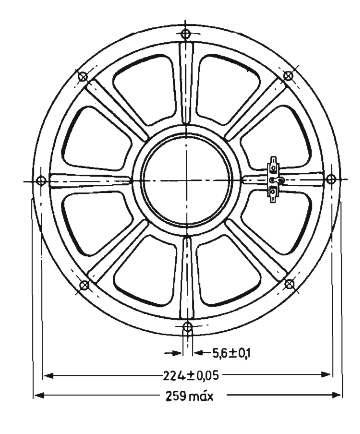


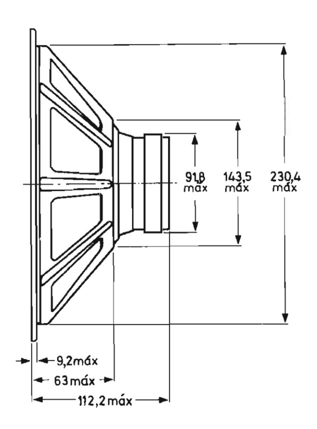


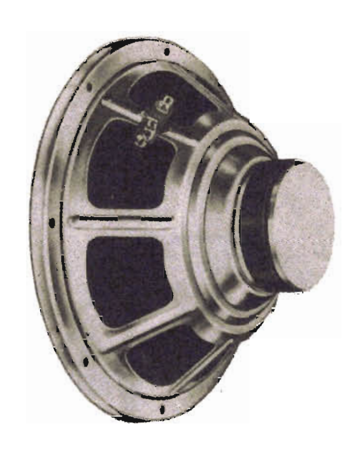


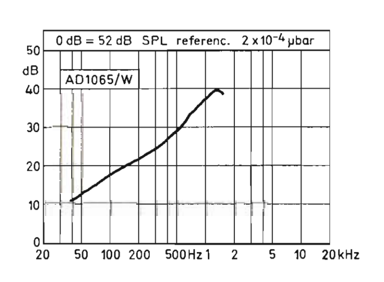


AD 1065/W

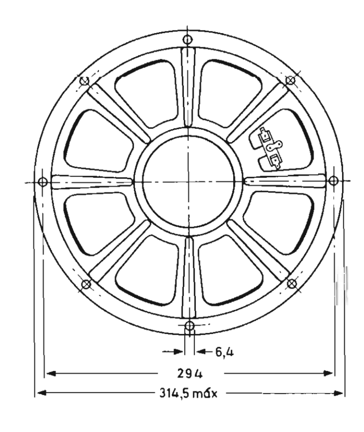


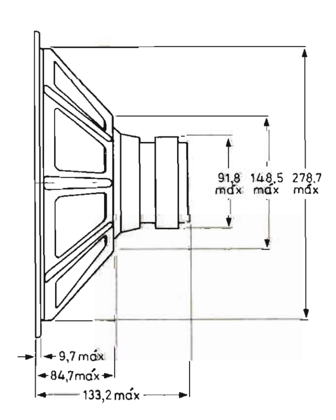


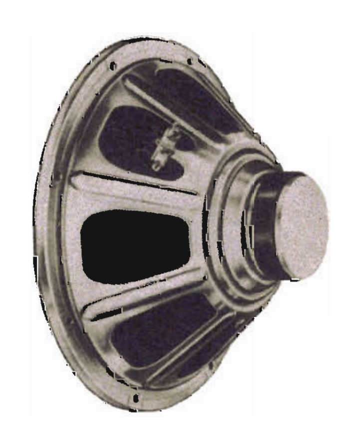


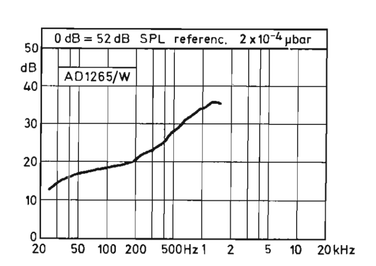


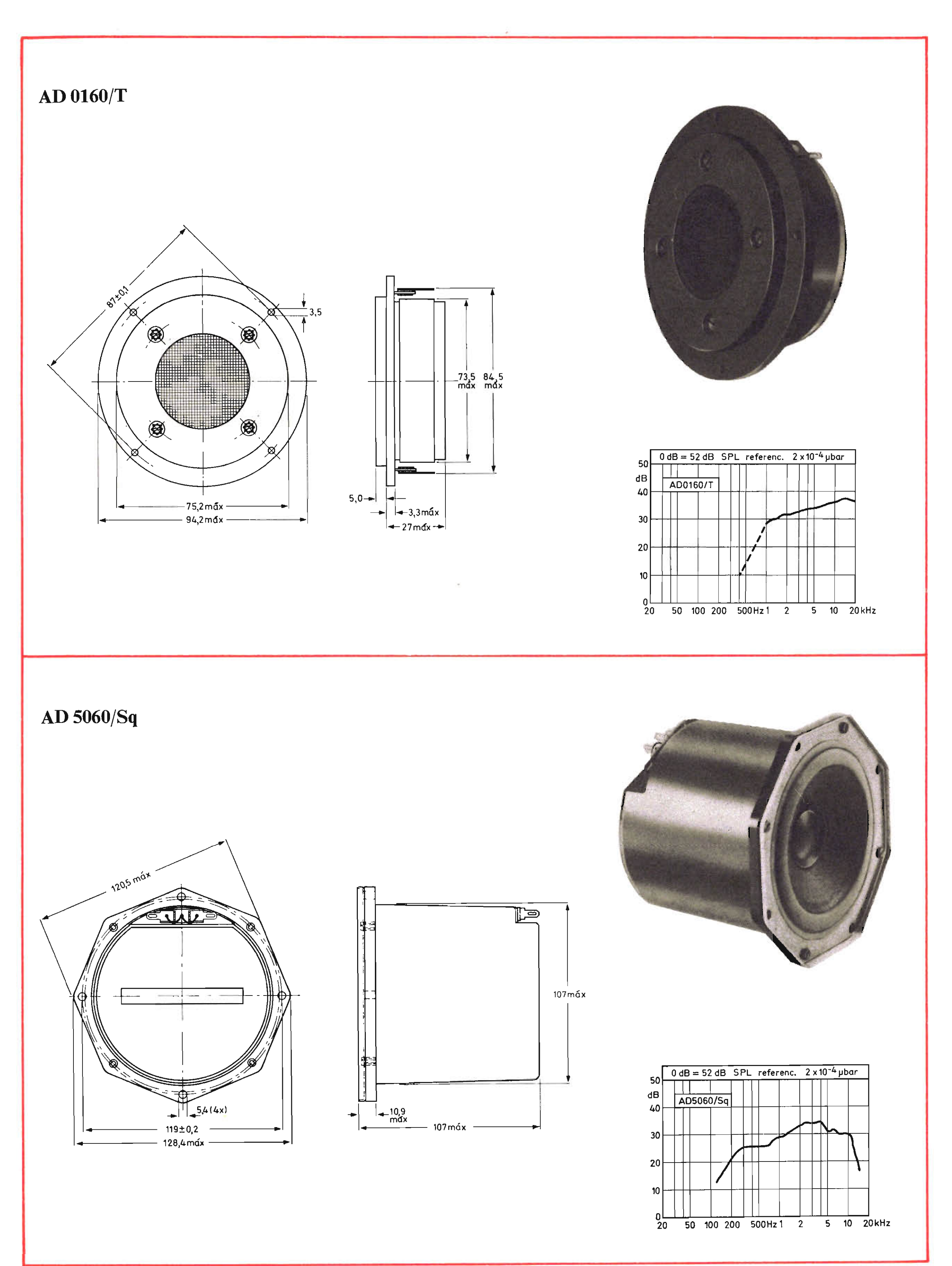
AD 1265/W



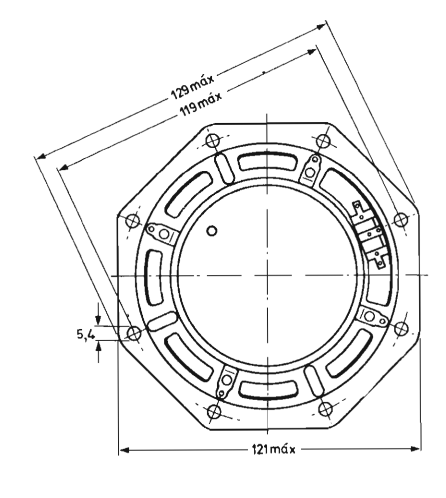


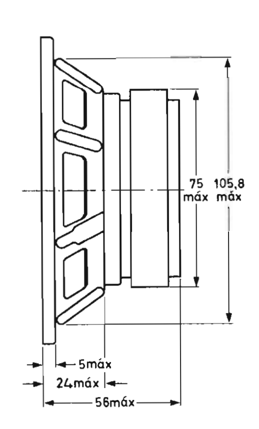




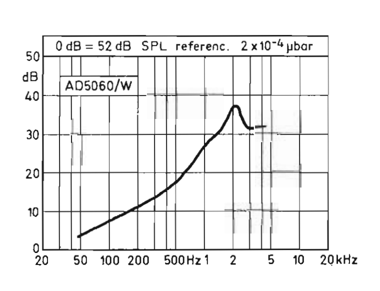

AD 0160/T
87±0,1
3,5
73,5 máx
84,5 máx
75,2 máx
94,2 máx
5,0
3,3 máx
27 máx
0 dB = 52 dB SPL referenc. 2 x 10⁻⁴ µbar
AD0160/T
dB
50
40
30
20
10
0
20 50 100 200 500Hz 1 2 5 10 20kHz
AD 5060/Sq
120,5 máx
107 máx
5,4 (4x)
119±0,2
128,4 máx
10,9 máx
107 máx
0 dB = 52 dB SPL referenc. 2 x 10⁻⁴ µbar
AD5060/Sq
dB
50
40
30
20
10
0
20 50 100 200 500Hz 1 2 5 10 20kHz

AD 5060/W

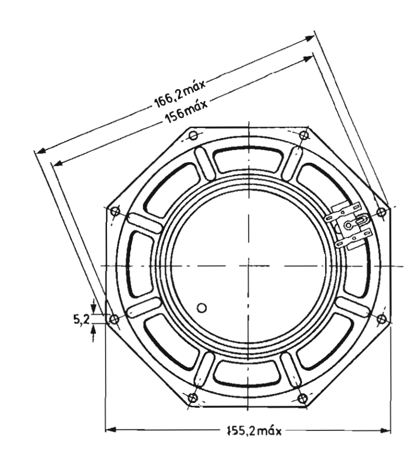


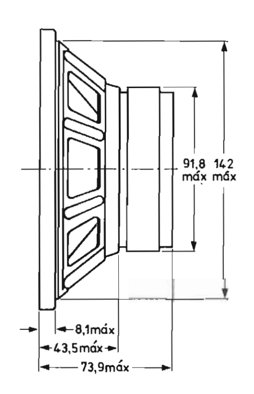


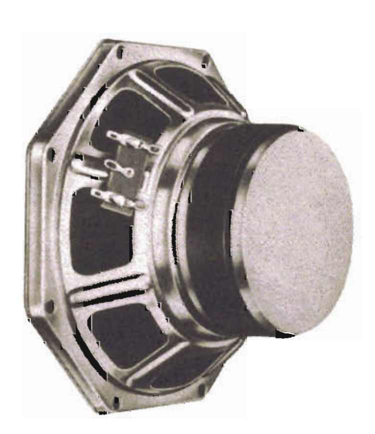


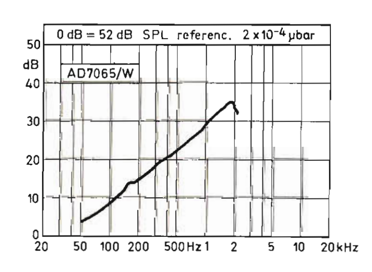


AD 7065/W









AD 8065/W

205,5 máx
194 máx
5,6
191,6 máx
91,8 máx
180 máx
8,3 máx
52,8 máx
92,5 máx

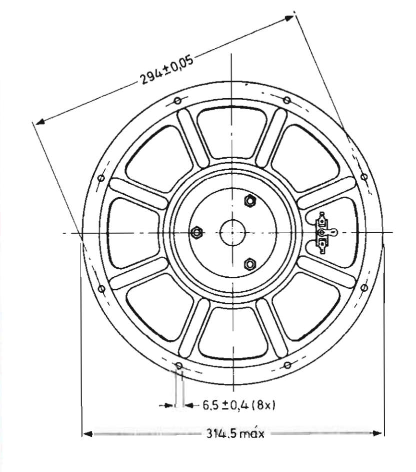
0 dB = 52 dB SPL referenc 2×10^{-4} µbar
AD8065/W
dB
50
40
30
20
10
0
20 50 100 200 500Hz 1 2 5 10 20kHz

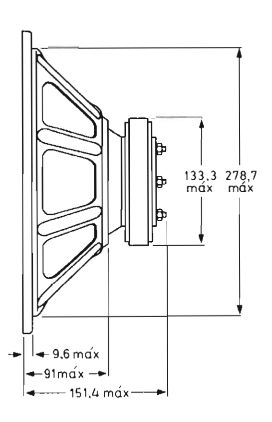
AD 10100/W

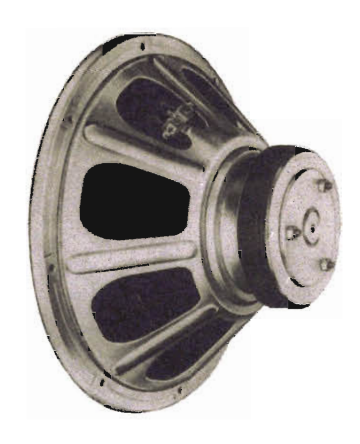
5,6
224
261,1 máx
9,4 máx
64,1 máx
130,8 máx
133,3 máx
148,5 máx
229,3 máx

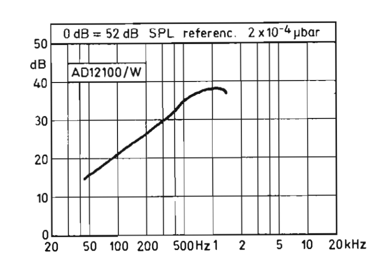
0 dB = 52 dB SPL referenc. 2×10^{-4} µbar
AD10100/W
dB
50
40
30
20
10
0
20 50 100 200 500Hz 1 2 5 10 20kHz

AD 12100/W


294±0,05
6,5 ±0,4 (8x)
314,5 máx


133,3 máx
278,7 máx
9,6 máx
91 máx
151,4 máx




0 dB = 52 dB SPL referenc. 2 x 10⁻⁴ µbar
AD12100/W
dB
50
40
30
20
10
0
20
50
100
200
500Hz
1
2
5
10
20kHz

Resumen de las características de los altavoces

diám. (mm)	profundidad (mm)	potencia máxima (W)	impedancia (Ω)	frecuencia resonancia (Hz)	flujo total (μWb)	densidad de flujo (mT)	tipo
ALTA CALIDAD							
woofer 8" 204	88	20	4 8	34	380	710	AD8060/W4 AD8060/W8
10" 259	132	30	4 8	30	450	940	AD1065/W4 AD1065/W8
12" 315	137	30	4 8	20	450	940	AD1265/W4 AD1265/W8
tweeter 2" 58	29	20[1])	4 8	1000	63	740	AD2071/T4 AD2071/T8

[1]) Depende de la frecuencia de cruce.

diám. (mm)	profundidad (mm)	potencia máxima (W)	impedancia (Ω)	frecuencia resonancia (Hz)	flujo total (μWb)	densidad de flujo (mT)	tipo
ALTA FIDELIDAD							
tweeter 1" 94	27	40[1])	4 8	1000	270	1200	AD0160/T4 AD0160/T8
squawker 5" 129	107	40[1])	4 8	210	380	930	AD5060/Sq4 AD5060/Sq8
woofer 5" 129	56	10[2])	4 8	50	380	930	AD5060/W4 AD5060/W8
7" 166	74	20[3])	4 8	28	450	930	AD7065/W4 AD7065/W8
8" 206	93	20[4])	4 8	28[7])	440	900	AD8065/W4 AD8065/W8
10" 261	132	40[5])	4 8	20	1300	1000	AD10100/W4 AD10100/W8
12" 315	150	40[6])	4 8	19	1210	1000	AD12100/W4 AD12100/W8

[1]) Para un solo altavoz, con filtro adecuado y señal de acuerdo con normas DIN 45573.
[2]) En caja cerrada de 3 l
[3]) En caja cerrada de 7 l
[4]) En caja cerrada de 15 l
[5]) En caja cerrada de 40 l
[6]) En caja cerrada de 80 l
[7]) La frecuencia de resonancia del sistema es menor con este altavoz que utilizando el de 7" debido a la mayor caja acústica recomendada.

APENDICE

1. Profundidad mínima de las cajas acústicas.

diám. woofer	sistema	frecuencia cruce woofer (Hz)	profundidad mínima (mm)
5"	2 vías	2400	40-70
5"	2 vías	1600	55-100
7"	2 vías	2400	40-70
7"	2 vías	1600	55-100
8"	2 vías	1600	55-100
8"	3 vías	500	175-300
10"	3 vías	500	175-300
12"	3 vías	500	175-300

2. Grosor recomendado de las paredes de la caja acústica

volumen máximo (l)	grosor de los paneles (mm)
3	10-12
7	15
30	20
85	25
más de 85	25

3. Distancia recomendada entre centros de los altavoces en el baffle para filtros de frecuencia recomendados.

woofer		squawker		tweeter
5″	←	100 mm	→	2″
5″	←	170 mm	→	1″
7″	←	185 mm	→	1″
7″	← 150 mm →	5″	← 150 mm →	1″
8″	← 175 mm →	5″	← 150 mm →	1″
8″	←	200 mm	→	1″
10″	← 200 mm →	5″	← 150 mm →	1″
12″	← 220 mm →	5″	← 150 mm →	1″

UNA SENCILLA MÁQUINA DE SUMAR

Se describe un sencillo proyecto que demuestra cómo se cuentan los dígitos binarios y se visualiza su suma en forma decimal. En esta unidad se emplean circuitos integrados de la serie FJ y tubos indicadores numéricos para la visualización.

Para generar un "1" en la entrada sólo es necesario conectar momentáneamente el terminal de entrada con la línea de 0 V. Para fines experimentales se dispone de tres métodos distintos para conseguirlo:

1) accionamiento manual de un pulsador incorporado,

2) mediante un multivibrador de 1 Hz (también incorporado), y

3) por medio de contactos de pulsación exteriores; los de un dial telefónico, por ejemplo.

El empleo de un dial telefónico resulta especialmente interesante puesto que permite la aplicación directa de números en forma decimal sin necesidad de conversión decimal a binaria y la visualización en los tubos indicadores de la suma de los números aplicados.

El prototipo, que por supuesto sólo constituye una de las muchas posibles interpretaciones, tiene dos décadas que proporcionan una lectura máxima igual a 99. Dos etapas resultan suficientes para la experimentación que se describe, pero pueden añadirse más etapas si se desea.

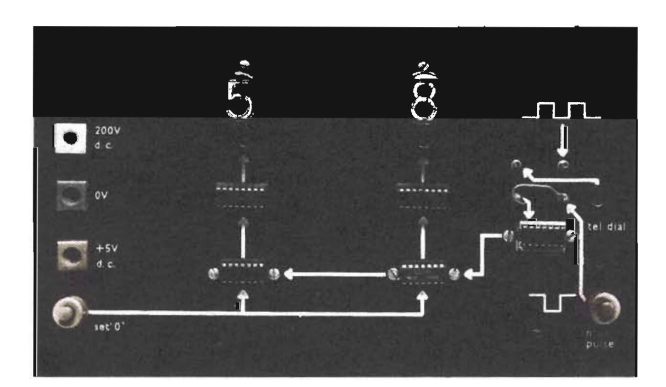


Figura 1. Fotografía del prototipo.

ESQUEMA GENERAL

La figura 2 presenta el esquema básico. Aquí damos una descripción general de las funciones lógicas de los circuitos integrados, que se examinan con más detalle en el apartado siguiente.

Las descripciones que siguen se refieren a lógica positiva, es decir, el "1" corresponde nominalmente a +5 V y el "0" nominalmente a 0 V. En la práctica un "1" es normalmente "reconocido" por los circuitos integrados por una tensión comprendida entre +2,4 y +5,25, y un "0" por una tensión comprendida entre 0 y +0,4 V. La salida de tensión de estado alto de un circuito integrado varía de un dispositivo a otro. Por ello no ha de extrañar el encontrar tensiones de salida de estado alto por debajo del nivel nominal de +5 V.

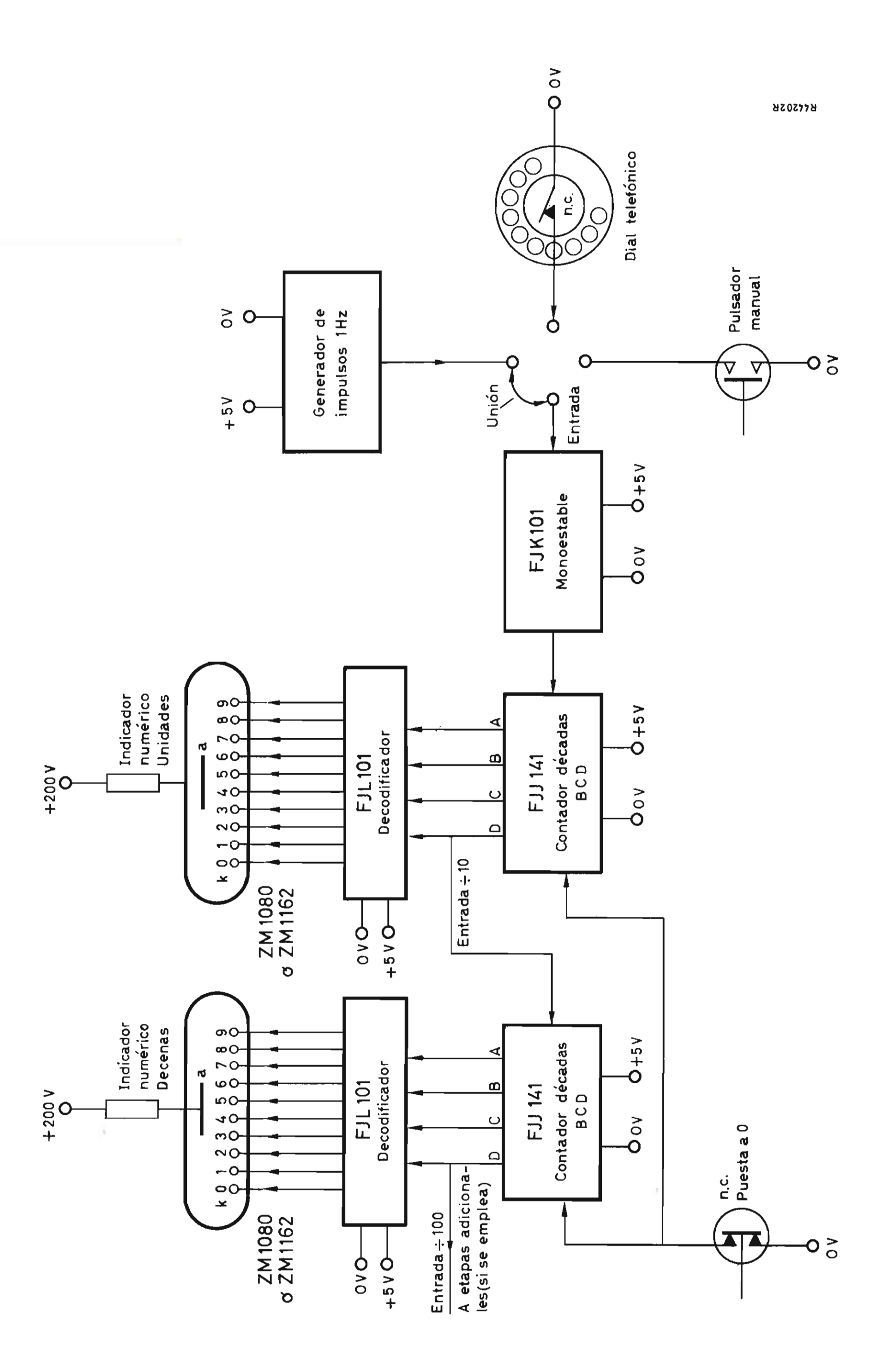


Figura 2. Circuito.

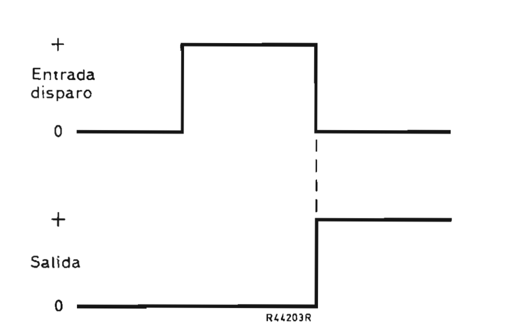


Figura 3. Temporización de salida.

Para cada década se necesitan dos circuitos integrados: un FJJ141 y un FJL101. Sin embargo, la primera etapa va precedida de un flip-flop con puerta (FJK101) conectado como monoestable que condiciona los impulsos de entrada. El generador de entrada elegido se conecta al terminal de entrada de disparo del FJK101 por medio de una unión flexible. La salida del monoestable alimenta la entrada de disparo del FJJ141 en la etapa de las "unidades". El FJJ141 cuenta el tren de impulsos de entrada y proporciona una salida decimal codificada en binario para A, B, C y D. Esta salida es decodificada por el FJL101, por medio del cual se excita también al tubo indicador numérico de las "unidades". Después del décimo impulso de entrada, las salidas A, B, C y D se ponen a cero y la entrada de la etapa de las "decenas" se dispara por la salida D. En principio, se puede añadir cualquier número de décadas y ampliar el cómputo total hasta cualquier número. El "aparato" se puede poner a cero por medio del pulsador de "puesta a cero".

Es importante señalar que la salida de un FJJ141 cambia en el momento que corresponde al flanco posterior de paso a negativo del impulso de disparo aplicado, como se muestra en la figura 3. Esto también ocurre en el FJK101 conectado según este prototipo.

También conviene señalar que cuando la entrada de disparo del monoestable es un circuito abierto, el potencial de este terminal aumenta automáticamente por encima del nivel de umbral máximo para un "0". Así, cuando la unión está en la posición de impulso manual y antes de presionar el pulsador, la entrada de disparo del monoestable se mantiene por encima del nivel "0". La salida del monoestable se mantiene en el nivel "0" hasta que se presiona el pulsador, en cuyo momento su entrada se reduce a cero voltios y su salida sube al estado "1" (fig. 3).

En el caso del dial telefónico, los contactos de pulsación están normalmente cerrados, y la entrada de disparo del monoestable se mantiene a cero voltios hasta que se acciona un número. Durante el funcionamiento del dial los contactos producen un número de impulsos igual al número accionado. El monoestable se dispara cada vez que se cierran los contactos, es decir, cuando la entrada de disparo vuelve a 0 V.

FUNCIONES LOGICAS

Una de las ventajas que presenta el empleo de circuitos integrados consiste en que no es necesario conocer detalladamente su funcionamiento interno para la construcción, operación y mantenimiento satisfactorio de un sistema. Por eso en la descripción que sigue se tienen solamente en cuenta las condiciones de entrada y de salida. Es conveniente un conocimiento previo sobre el lenguaje de la lógica, aunque la carencia del mismo no impide la construcción adecuada del aparato que se describe.

Flip-flop FJK101

Es esencial que la entrada esté libre de impulsos indeseables introducidos por el "rebote de contactos" del conmutador. Si no se suprimen estos impulsos se contarán y se obtendrá un resultado erróneo. Por esta razón la entrada se condiciona primero por un flip-flop FJK101 conectado como un monoestable mediante la adición de componentes temporizadores *C*3 y *R*3 (fig. 4).

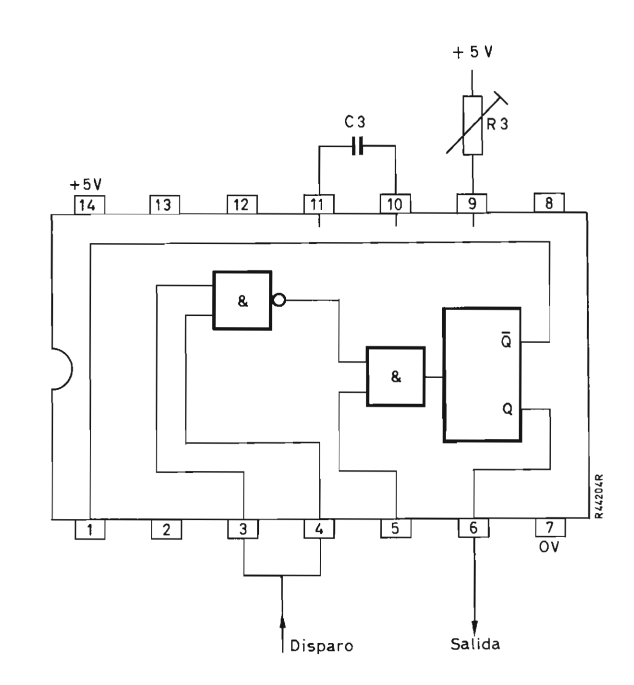


Figura 4. Esquema lógico y conexiones del circuito integrado FJK101 (visto por la parte superior).

La entrada de disparo se aplica a los terminales 3 y 4 (que se conectan juntos). La salida se toma del terminal 6. Cuando la entrada cae a cero (p. ej., cuando se aprieta el botón de pulsación manual), la salida pasa al estado "1" en el que se mantiene durante un tiempo determinado sólo por los valores de *C*3 y *R*3. Después de transcurrir este período de temporización, la salida vuelve de nuevo al estado "0". Así el monoestable sólo se dispara una vez durante su período de temporización y, por tanto, sólo responderá al primer flanco de paso a negativo de cada impulso de entrada. Naturalmente el período de temporización se ha de ajustar de modo que el monoestable vuelva a cero antes de la llegada del siguiente impulso. Mediante ajuste de *R*3 pueden emplearse impulsos de entradas procedentes de distintas fuentes. En la práctica un solo ajuste de *R*3 puede servir para los tres dispositivos de entrada antes mencionados, de modo que normalmente no es necesario reajustar el resistor cuando se pasa de una entrada a otra.

Contador de décadas FJJ141

En la figura 5 se representan el esquema lógico y las conexiones para el FJJ141. Consta de cuatro flip-flops conectados juntos para formar un contador por décadas (divisor por diez). Un tren de impulsos aplicado a la "entrada de reloj A" (terminal 14) proporciona una salida decimal codificada en binario (BCD) para A, B, C y D. Por ejemplo, si se aplican cinco impulsos a la entrada de reloj A, las salidas serán 0, 1, 0 y 1 para A, B, C y D respectivamente, es decir, un 5 binario. El décimo impulso de entrada pone a cero las cuatro salidas. La tabla de la verdad completa se presenta en la figura 6.

La salida a la siguiente etapa (si existe) se toma de la salida D. Se observará en la tabla de la verdad que esta salida pasa a cero sólo una vez durante el ciclo de contaje, concretamente durante el flanco posterior del décimo impulso. Ese es el momento en el cual se detiene el impulso de salida para la etapa de la siguiente década. Los terminales 2 y 3 están normalmente conectados a la línea de 0 V. Las salidas A, B, C y D pueden ponerse a cero por medio de una momentánea desconexión entre los terminales 2 y 3 y la línea de 0 V, y con dicho fin se

Contaje	Salida			
	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

Figura 6. Tabla de la verdad del FJJ141.

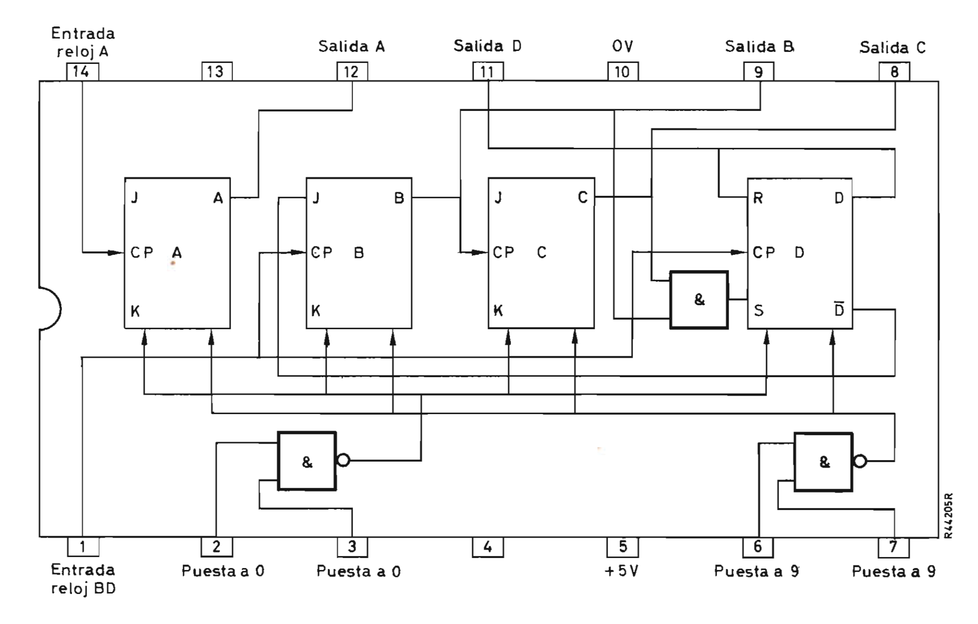


Figura 5. Esquema lógico y conexiones del circuito integrado FJJ141 (visto por la parte superior).

ha incorporado un pulsador en el prototipo. La entrada de reloj BD conecta con la salida A.

Decodificador excitador FJL101

La función del decodificador (fig. 7) consiste en convertir la salida decimal codificada en binario de FJJ141 en código decimal de diez dígitos que sea adecuado para excitar un tubo indicador numérico. Las diez salidas del decodificador están conectadas directamente (es decir, sin etapas de excitación adicionales) a los diez cátodos del tubo indicador. Si, por ejemplo, la entrada es 0101 (un 5 binario), se aplica corriente al terminal 14 del decodificador y el tubo conduce a través del cátodo "5".

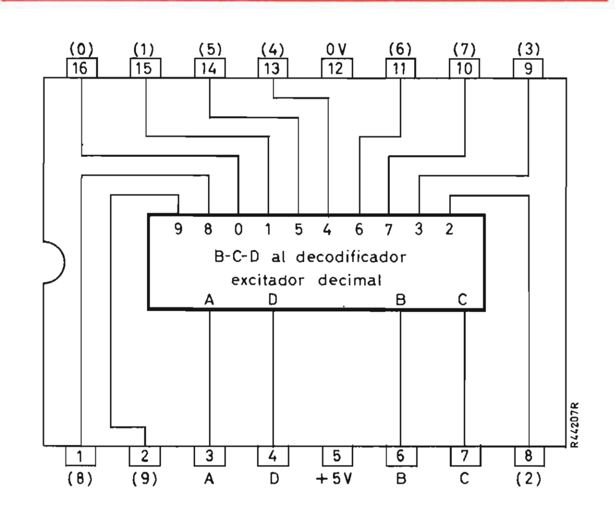


Figura 7. Conexiones del decodificador excitador FJL101 (visto por la parte superior). Consta de un gran número de puertas lógicas interconectadas.

CIRCUITO Y CONSTRUCCION

La figura 8 representa la colocación de componentes y las conexiones. No se indican dimensiones, pues se trata de un prototipo y es susceptible de variaciones según los deseos personales del constructor.

Se recomienda encarecidamente el empleo de zócalos para los circuitos integrados. Aunque representan cierto desembolso, los zócalos evitan la necesidad de soldar directamente los terminales de los circuitos integrados y también facilitan las operaciones de sustitución y cambios.

En el equipo que describimos (fig. 1) se emplea el tubo indicador numérico ZM1162. Este tubo es un tipo con visualización frontal rectangular. En la figura 8 se muestra el tubo ZM1080, de visualización lateral. Estos dos tubos son funcionalmente idénticos, pero la forma de los terminales es diferente.

Nota: algunos constructores pueden encontrar ciertas dificultades debido a transitorios de corriente de masa que lleven a un funcionamiento indeterminado de los tubos indicadores numéricos (es decir, más de un cátodo se activa a la vez y se produce una lectura borrosa). Esto generalmente se puede solucionar conectando un resistor de 1,8 MΩ entre el cátodo en cuestión y la línea de 0 V.

GENERADOR DE IMPULSOS

El generador de impulsos es un multivibrador convencional diseñado para entregar un impulso cuadrado de 1 Hz. Cuando el transistor de salida (*TR*2, en fig. 8) está en conducción, su colector está prácticamente cortocircuitado a la línea de +5 V. Cuando el transistor de salida está bloqueado, la tensión de colector es prácticamente nula.

FUENTE DE ALIMENTACION

Para que funcione la unidad se necesitan dos tensiones continuas, una de +200 V para los tubos indicadores numéricos y otra de +5 V para los circuitos integrados.

La alimentación de 200 V no necesita un filtrado excesivo. Sin embargo, la alimentación de baja tensión se ha de mantener entre +4,75 y +5,25 V. Una tensión de alimentación fuera de estos límites puede ocasionar un funcionamiento indeterminado o dañar a los circuitos integrados.

La figura 9 representa el circuito de una fuente de alimentación adecuada para un contador de dos décadas. La alimentación de 200 V se obtiene por medio de rectificación de media onda. La alimentación de +5 V se obtiene de un rectificador puente de onda completa convencional, seguido de una red de filtro y de estabilización de tensión por medio de un diodo regulador de tensión. Esto sólo sirve para alimentar dos décadas. Probablemente será necesario otro diseño si se añaden más décadas.

La corriente consumida por el prototipo fue de 120 mA. Sin embargo, el consumo de corriente de los circuitos integrados varía de uno a otro. Por ejemplo, según las hojas de características, el valor nominal de la corriente de alimentación para un FJJ141 es de 32 mA, mientras que el valor máximo es de 53 mA. Así pues, es posible que las dos etapas consuman unos 220 mA. En tal caso, la caída de tensión entre extremos de *R*9 reduciría la tensión de alimentación a unos 4,5 voltios,

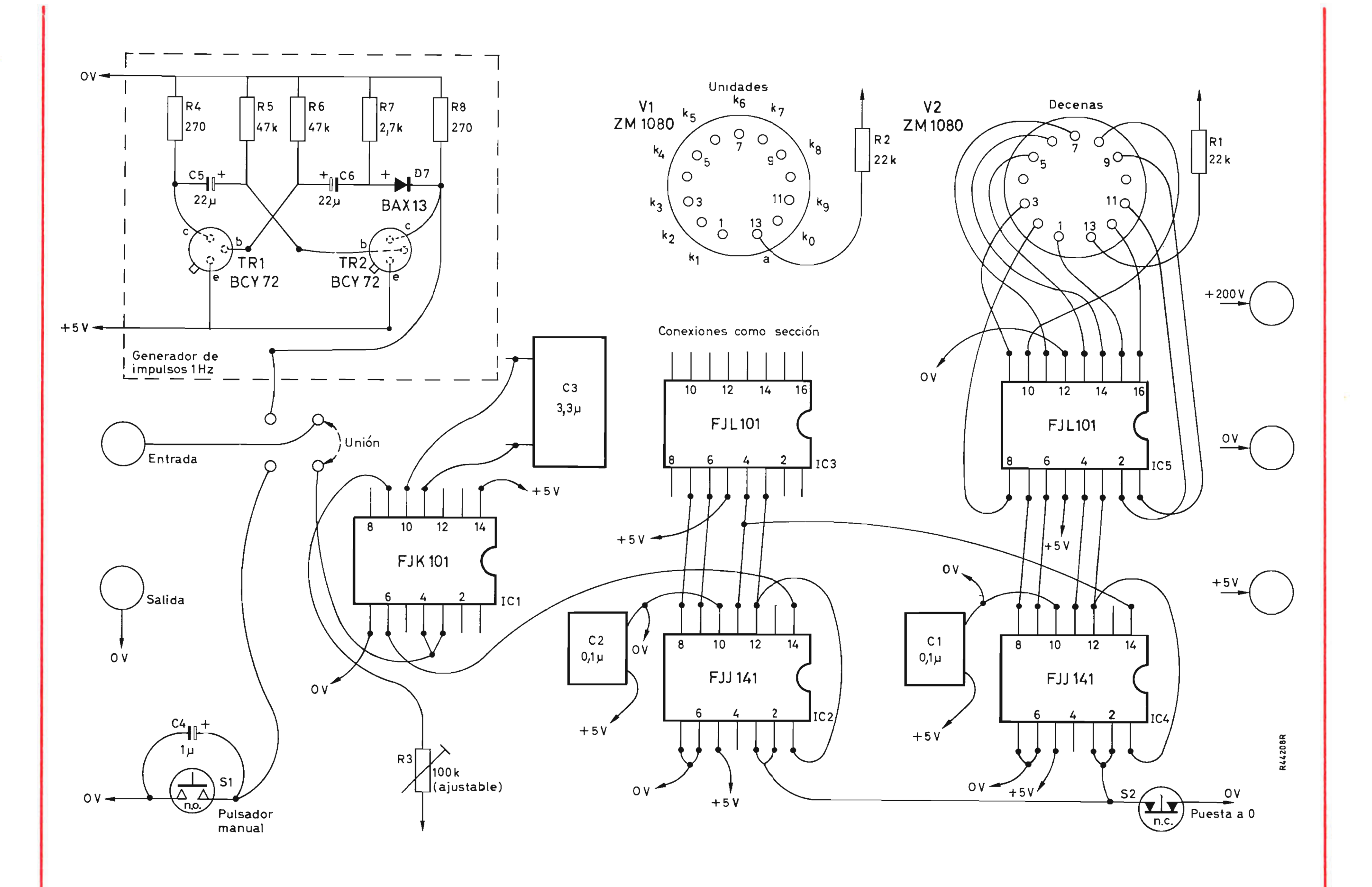


Figura 8. Esquema que muestra aproximadamente la colocación de los componentes y conexiones (visto por la parte inferior).

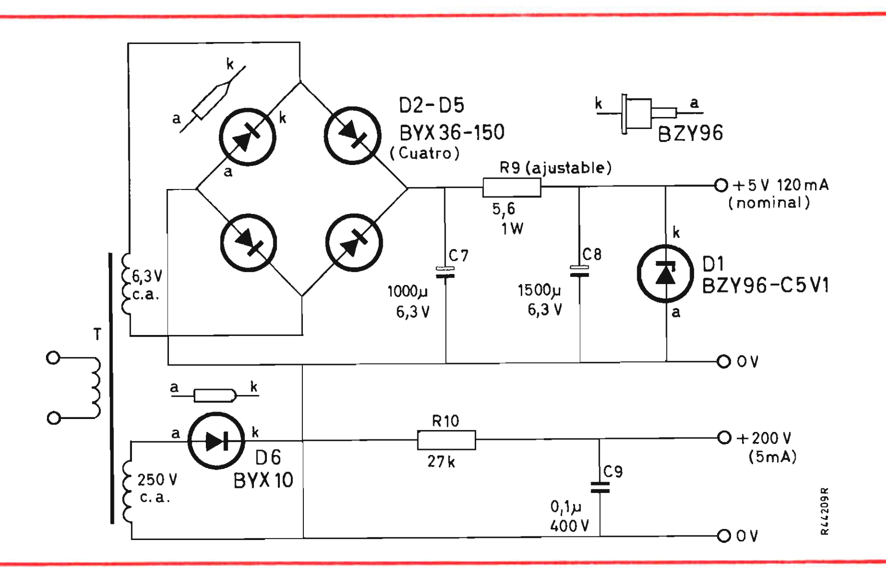


Figura 9. Fuente de alimentación.

valor demasiado bajo para un funcionamiento correcto. Por tanto, se aconseja que *R*9 se ajuste para 4,7 Ω ó, en casos extremos, a un mínimo de 3,9 Ω.

En condiciones nominales (*R*9 = 5,6 Ω y corriente de carga = 120 mA), sin carga, la corriente a través de *D*1 aumenta a unos 120 mA y la disipación de potencia en *D*1 se encuentra dentro del máximo admisible (1,5 W para una temperatura ambiente de 25°C). Sin embargo, en condiciones extremas (*R*9 = 3,9 Ω y corriente de carga = 220 mA), el funcionamiento de la fuente de alimentación sin carga originará una disipación de potencia en *D*1 próxima al valor límite máximo. Por consiguiente, en estas circunstancias, no es aconsejable el funcionamiento de la alimentación sin carga durante períodos relativamente largos, pues se produciría un aumento excesivo de la temperatura.

LISTA DE COMPONENTES

Resistores

R1, R2	22 kΩ, 0,5 W
R3	100 kΩ, ajustable
R4, R8	270 Ω, 0,5 W
R5, R6	47 kΩ, 0,5 W
R7	2,7 kΩ, 0,5 W
R9	5,6 Ω, carbón, 1 W (ajustable, mínimo admisible de 3,9 Ω)
R10	27 kΩ, 0,5 W

Condensadores

C1, C2	0,1 μF
C3	3,3 μF
C4	1 μF
C5, C6	22 μF, 10 V
C7	1000 μF, 10 V
C8	1500 μF, 6,3 V
C9	0,1 μF, 400 V c.c.

Circuitos integrados

IC1	FJK101, con zócalo DIL-14
IC2, IC4	FJJ141, con zócalo DIL-14
IC3, IC5	FJL101, con zócalo DIL-16

Diodos

D1	BZY96-C5V1, diodo regulador de tensión
D2, D5	BYX36-150, diodos rectificadores
D6	BYX10, diodo rectificador
D7	BAX13

Transistores

TR1, TR2	BCY72

Transformador

T	secundario: 250 V c.a.; 6,3 V c.a.

Tubos indicadores numéricos

V1, V2	ZM1080 (ó ZM1162; este tubo exige un zócalo especial de 14 patillas)

APLICACIONES DEL TIRISTOR BT100A



Los tiristores de la serie BT100A, en cápsula de plástico, son especialmente indicados para aplicaciones de tipo doméstico y de baja potencia. Concebidos especialmente para el control de iluminación, de temperatura y de velocidad de pequeños motores, pueden ser utilizados en equipos alimentados por medio de la red a 125 y 220 voltios.

A fin de poner de manifiesto las numerosas y variadas posibilidades de estos tiristores, acabamos de publicar un manual de aplicaciones prácticas en el que se describen los siguientes dispositivos: 1. Encendido electrónico para automóvil. 2. Regulador de iluminación. 3. Control para pequeño motor. 4. Cebador electrónico para tubos fluorescentes. 5. Disparador para flash esclavo. 6. Encendedor de gas. 7. Cebador para lámpara de sodio de alta presión.

Este manual de 70 páginas, con numerosos esquemas y figuras, puede adquirirlo al precio de 25 Ptas. en nuestras oficinas de Barcelona y Madrid, o remitiendo su importe (por giro postal, etc.). También podemos mandárselo contra reembolso (los gastos por cada envío contra reembolso son de 25 Ptas.).

DIODOS LUMINISCENTES COMO INDICADORES DE ESTADO LÓGICO EN SISTEMAS DE LAS SERIES 30 Y 60

El diodo luminiscente de fosfo-arseniuro de galio CQY24 emite una luz roja cuando se polariza en sentido directo. Por ello resulta muy adecuado como indicador de estado lógico en montajes con circuitos bloque de las series 30 y 60.

APLICACIONES CON LA SERIE 60

Las aplicaciones siguientes resultan apropiadas para sistemas de la serie 60 que empleen una tensión de alimentación de 24 V ± 25 %.

Indicación de estado de línea ALTO activo por medio de Norbits

La figura 1 representa un indicador de estado lógico aplicado al terminal de salida de un Norbit de la serie 60; en el circuito representado, el indicador se ilumina cuando la salida del Norbit es ALTA (salida 1 lógico). La capacidad de salida del Norbit no es afectada por el circuito indicador, pero es necesario emplear dos entradas conectadas en paralelo para controlar cada salida con un indicador. Las entradas que no se emplean se han de dejar flotantes. Si es necesario, las entradas conectadas en paralelo pueden ampliarse utilizando diodos adicionales como se representa en la figura.

Indicación de estado de línea BAJO activo por medio de Norbits

También puede utilizarse un diodo luminiscente para indicar el estado lógico de una línea lógica BAJA activa en un sistema de la serie 60 aplicando el circuito que se representa en la figura 2. En este circuito, el indicador se ilumina cuando la salida del Norbit es BAJA (salida 0 lógico). La capacidad de salida del Norbit se aumenta de 6 D.U. a 20 D.U. por el circuito indicador, pero es necesario emplear dos entradas conectadas en paralelo para controlar cada salida con un indicador. Las entradas que no se emplean se han de dejar flotantes. Si es necesario, las entradas conectadas en paralelo se pueden ampliar utilizando diodos adicionales como se representa en la figura.

Empleo de los diodos luminiscentes en cuadros de distribución

La figura 3 representa la utilización de un diodo luminiscente para indicar el estado de salida de un circuito bloque PA60, 2LPA60, HPA60 ó UPA61. En este circuito, el indicador se ilumina cuando la carga (R_L) está

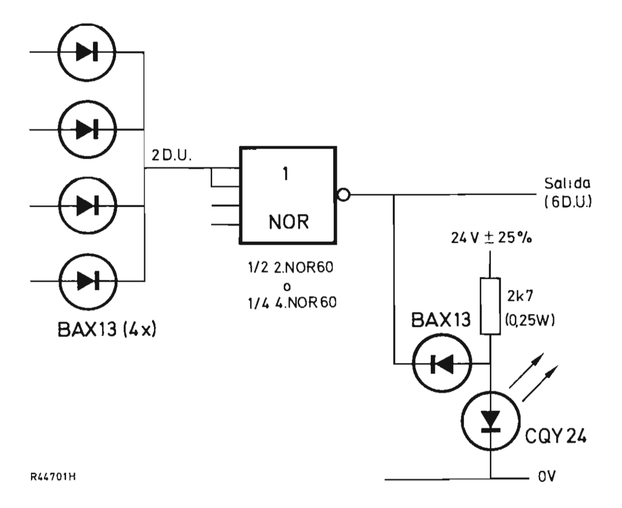


Figura 1. Indicador de estado ALTO activo para Norbit de la serie 60.

activada debido a que la salida del elemento de la serie 60 asociado está en estado BAJO (salida 0 lógico). El circuito indicador reduce la capacidad de corriente de la salida del elemento excitador en 30 mA a la máxima tensión de alimentación (30 V).

Indicador de estado de salida para emplear con el GLD60

El elemento GLD60 se emplea en sistemas de la serie 60 cuyas regulaciones de seguridad requieren que la carga de excitación esté conectada entre el terminal de salida del elemento excitador y la línea común de alimentación. La figura 4 representa un medio para indicar el estado lógico de la salida del GLD60. En este circuito, el indicador se ilumina cuando la salida del GLD60 está en estado ALTO (salida 1 lógico). Observemos que, cuando se emplea este circuito, la mínima resistencia de carga admisible aumenta de 86 Ω a 94 Ω (capacidad de corriente de salida reducida en 30 mA a 30 V) si la señal de entrada se aplica al terminal 12 ó 13 del GLD60, y de 120 Ω a 136 Ω (capacidad de corriente de salida reducida en 30 mA a 30 V) si la sección GLD de la unidad GLD60 está activada a través del elemento NOR interno.

APLICACIONES CON LA SERIE 30

El diodo luminiscente CQY24 puede ser empleado como indicador de estado lógico junto con los elementos NAND de la serie 30 en la aplicación del circuito que se representa en la figura 5. En este circuito, el indicador se ilumina cuando la salida del elemento NAND está en estado ALTO (salida 1 lógico). La capacidad de salida del elemento NAND queda limitada a 4 D.U. por la incorporación del circuito indicador, pero no se modifican las condiciones de entrada de la puerta.

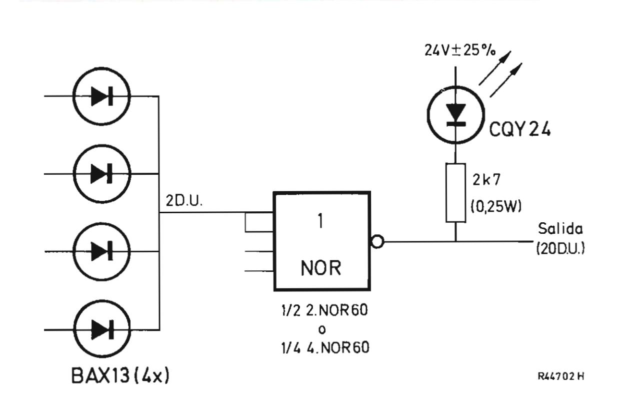


Figura 2. Indicador de estado BAJO activo para Norbit de la serie 60.

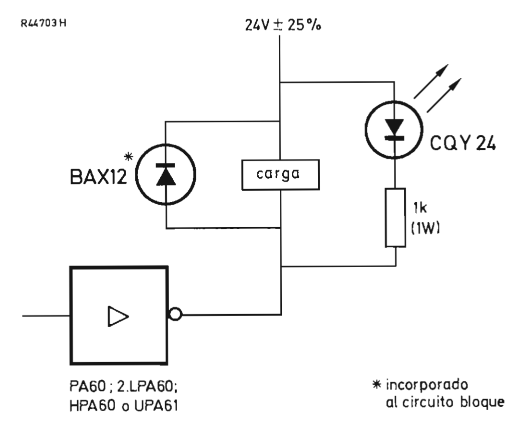


Figura 4. Indicador de estado para GLD60 con carga conectada a masa.

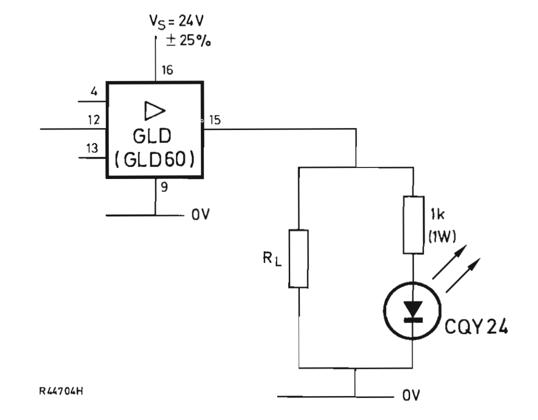


Figura 3. Indicador de estado para cuadros de distribución.

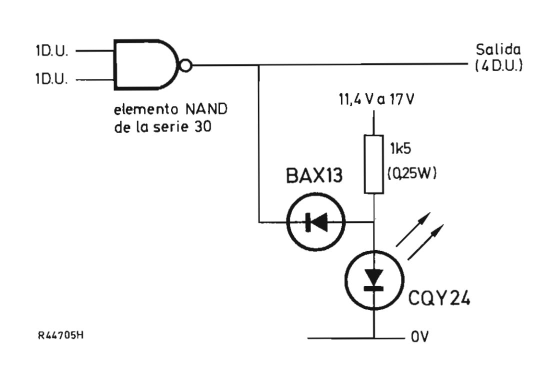


Figura 5. Indicador de estado para elemento NAND de la serie 30.

APLICACIONES DE RADIOFRECUENCIA DE LOS TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO EN RECEPTORES DE COMUNICACIÓN

Se describen los montajes de circuitos y la polarización en el empleo de transistores de efecto de campo en etapas de radiofrecuencia en receptores de HF, VHF y UHF. Se examinan también los circuitos prácticos de tres amplificadores y un mezclador.

INTRODUCCION

El transistor de efecto de campo se emplea en etapas de radiofrecuencia en receptores de HF, VHF y UHF, puesto que ofrece características superiores en lo que respecta a dos factores críticos: la modulación cruzada y la intermodulación. También presenta propiedades de ruido iguales a las de los transistores bipolares. Modulación cruzada es la transferencia de la modulación de una portadora a la portadora de otra señal. La intermodulación se produce cuando dos o más señales de interferencia fuera de sintonía se mezclan para producir una señal dentro del paso de banda del receptor. Estos dos efectos son producidos por no linealidad en la característica de transferencia del dispositivo activo; su grado depende de los términos impares de tercero y mayor orden en la característica de transferencia para un amplificador y de los términos pares de cuarto y mayor orden para un mezclador. Naturalmente, si el dispositivo activo tiene una perfecta característica cuadrática ninguno de estos efectos se producirá, pero tanto los transistores bipolares como los de efecto de campo tienen términos de orden más elevado en sus características. Sin embargo, el transistor de efecto de campo es superior al bipolar en este aspecto. Por ejemplo, si se toman en consideración diferencias de impedancia, se puede conseguir una mejora de 12 dB en la modulación cruzada en un sistema de FM de banda estrecha, y otra de 20 dB en un receptor de VHF sustituyendo un mezclador bipolar por un transistor de efecto de campo.

La tabla compara las características de ruido de los transistores de efecto de campo en varios circuitos.

CIRCUITOS

Las características de modulación cruzada y de intermodulación de un circuito están en función del nivel de señal de interferencia. En el montaje en surtidor común, el nivel de tensión de una señal de interferencia se eleva

por el transformador de adaptación requerido por una resistencia de entrada elevada. La resistencia de entrada en el montaje de puerta común es baja, de modo que para igual potencia de entrada el nivel de tensión de la señal de interferencia que aparece en la parte de la entrada del dispositivo es más elevado en el montaje de surtidor común. Así, la modulación cruzada y la intermodulación se presentan para niveles menores en un amplificador de surtidor común, y el circuito de puerta común resulta preferible por su mejor rendimiento. Este razonamiento también se aplica a los circuitos mezcladores, en los cuales la señal de entrada se ha de aplicar al surtidor y la salida de oscilador local a la puerta para conseguir los mejores resultados.

POLARIZACION

Si se dispone de una línea negativa o una línea positiva de alta tensión, se puede emplear una resistencia de surtidor o un generador de corriente constante para la polarización. Es importante tener en cuenta la influencia de una amplia dispersión en los valores de I_{DSS} en el montaje de polarización; el transistor no ha de estar polarizado para $V_{GS} = 0$ V, pues la corriente con dispositivos de $-I_{DSS}$ alta sería inaceptablemente grande. Normalmente, el dispositivo trabaja con un valor de V_{GS} igual a la mitad de la tensión de estrangulamiento (*pinch-off*) V_P. En el mezclador, se emplea una tensión de polarización de $V_P/2$ debido a que este valor presenta un mínimo para el término de orden cuarto en la característica de transferencia y, por tanto, un mínimo de modulación cruzada y de intermodulación. Se ha de recordar que la amplitud de pico del oscilador local no ha de exceder de $V_P/2$, pues de lo contrario las no linealidades aumentan y eventualmente la unión de puerta-surtidor pasa a conducción.

Un inconveniente del circuito en cascodo consiste en la gran alimentación de alta tensión necesaria para excitar ambos dispositivos en la zona de saturación.

TABLA – Características de ruido para radiofrecuencia.

frecuencia	transistor	circuito	R_S	reactancia generador	R_i (aprox.)	neutralizado	factor de ruido	ganancia
100 MHz	FET	surtidor común	1 kΩ	sintonizado	20 kΩ	sí	2 dB	18 dB
		puerta común	200 Ω	sintonizado	200 Ω	no	4 dB	12 dB
		cascodo	1 kΩ	sintonizado	3 kΩ	no	3 dB	17,5 dB
	bipolar	base común	100 Ω	clase C	20 Ω	no	2 dB	15 dB
		base común	20 Ω	sintonizado	20 Ω	no	3 dB	17 dB
470 MHz	FET	surtidor común	1 kΩ	sintonizado	1 kΩ	sí	4 dB	12 dB
		puerta común	67 Ω	clase C	140 Ω	no	4,5 dB	11 dB
		puerta común	67 Ω	sintonizado	140 Ω	no	5,5 dB	10 dB
	bipolar	base común	66 Ω	clase C	50 Ω	no	4,2 dB	12 dB
		base común	50 Ω	sintonizado	50 Ω	no	5 dB	15 dB
		emisor común	50 Ω	sintonizado	70 Ω	no	5 dB	20 dB

En la tabla se muestra que los mejores factores de ganancia y de ruido se obtienen con un amplificador neutralizado de surtidor común. Sin embargo, puesto que los valores de la capacidad de realimentación y de la impedancia de entrada son altos, se necesita una neutralización para mantener la estabilidad. Por otra parte, la impedancia de carga y, por consiguiente, la ganancia han de ser bajas. El amplificador de puerta común, en cambio, tiene baja capacidad de realimentación y proporciona ganancia estable hasta la banda de UHF. Por supuesto, la elección del montaje dependerá de la importancia relativa que se dé a la modulación cruzada y a la intermodulación, al ruido y a la ganancia en cada aplicación.

Es posible aún una tercera posibilidad. Consiste en el circuito cascodo que proporciona un compromiso entre la buena característica de ruido del circuito de surtidor común y la buena estabilidad del circuito de puerta común. La carga de la etapa de surtidor común es la impedancia de entrada de la etapa de puerta común (de unos 200 Ω a 200 MHz), que da estabilidad sin neutralización pero requiere muchos cuidados en la construcción, pues el factor de estabilidad no es elevado.

CIRCUITOS PRACTICOS

Amplificadores

Las figuras de la 1 a la 3 representan tres circuitos amplificadores de radiofrecuencia con transistores de efecto de campo BFW11 en montajes de surtidor común, puerta común y en cascodo.

Para un amplificador neutralizado de surtidor común de 100 MHz (fig. 1) alimentado por una resistencia

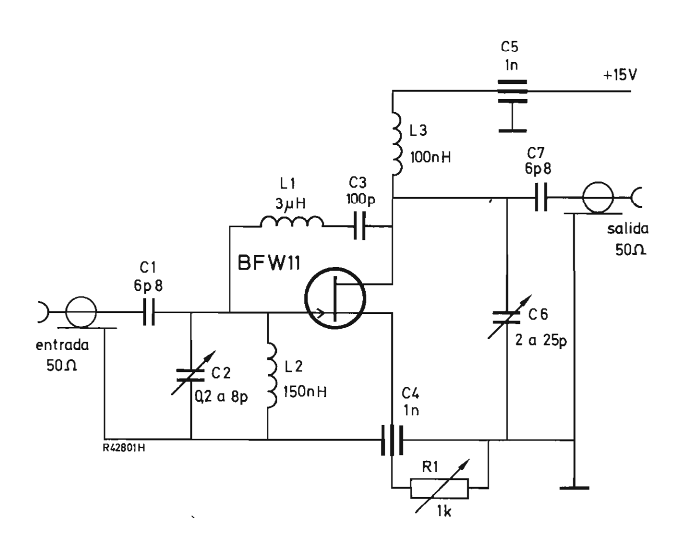


Figura 1. Amplificador surtidor común de 100 MHz.

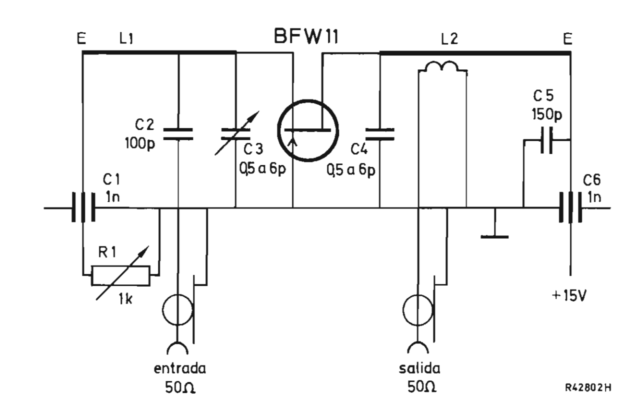


Figura 2. Amplificador de puerta común de 470 MHz. $L1 = 6$ cm de cinta de cobre de 1/4 de pulgada, derivación a 4 cm de E; $L2 = 7$ cm de cinta de cobre de 1/4 de pulgada, derivación a 4 cm de E. Impedancia característica de línea $= 70\ \Omega$.

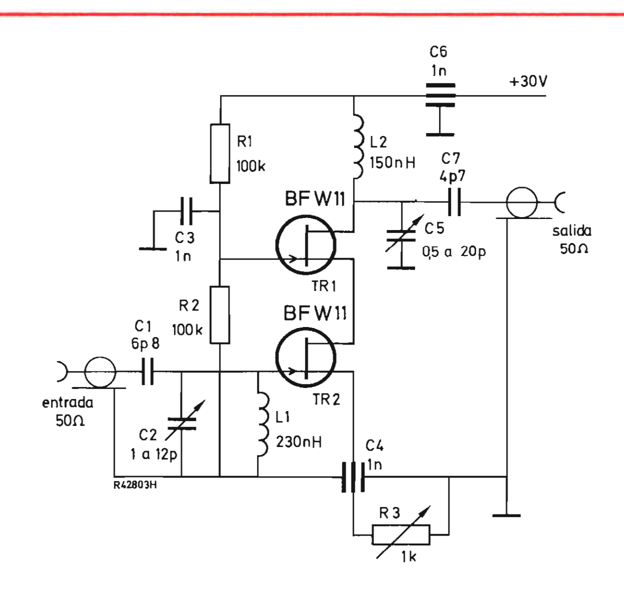


Figura 3. Amplificador en cascodo de 100 MHz.

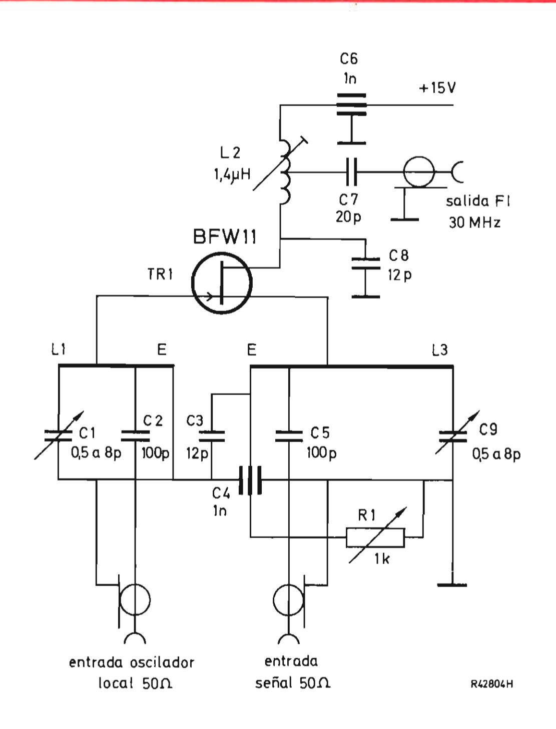


Figura 4. Circuito mezclador. $L1 = 8{,}5$ cm de cinta de cobre, con toma de puerta a 2,6 cm de *E*, entrada de oscilador local a 1,5 cm de *E*; $L3 = 8{,}5$ cm de cinta de cobre de 1/4 pulgada, con toma de entrada señal a 0,9 cm de *E*, surtidor a 1,7 cm de *E*. Impedancia característica de línea = 70 Ω.

óptima de surtidor de 1 kΩ, resulta típico un factor de ruido de 2 dB. Un amplificador similar diseñado para trabajar con 470 MHz dará un factor de ruido de 4 dB. El amplificador de puerta común representado en la figura 2 da menos ganancia que el circuito anterior y una característica de ruido ligeramente inferior. Para el amplificador de 470 MHz representado, el factor de ruido típico es de 5,5 dB y la ganancia de potencia es de 11 dB. Desintonizando ligeramente la entrada se puede mejorar el factor de ruido hasta 4,5 dB, pero esto no constituye una solución práctica en un amplificador sintonizado. La figura 3 representa un circuito cascodo de 100 MHz con un factor de ruido típico de 3 dB. Los dos transistores han de ser seleccionados para valores similares de I_{DSS}.

Mezcladores

En la figura 4 se representa un circuito mezclador. El transistor de efecto de campo está polarizado para $V_{GS} = V_P/2$ y, además, es necesario un diseño de circuito cuidadoso para permitir una dispersión en valores de I_{DSS}. Sin excitación de oscilador I_D se ajusta a 2 mA.

La señal de entrada se aplica al surtidor y la señal del oscilador local a la puerta. Con este montaje es típico un factor de ruido de 9 dB. Una línea de transmisión $\lambda/4$ sintonizada capacitivamente se utiliza como elemento de sintonía para las entradas de señal y de oscilador local. Si se utilizan transistores de efecto de campo en los circuitos mezcladores, el factor de limitación en la ganancia de conversión es, a menudo, la impedancia dinámica de la bobina en el circuito de salida. En este diseño, el valor es de 25 kΩ lo cual proporciona un Q sin carga de 75 a 30 MHz. La ganancia de conversión y las características de bloqueo de la señal del circuito se indican en las figuras 5 y 6, respectivamente.

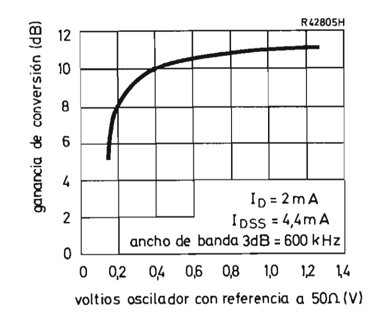


Figura 5. Ganancia de conversión en función de la tensión del oscilador.

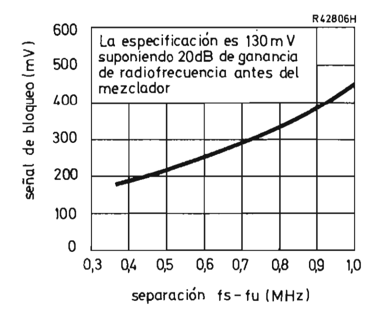


Figura 6. Señal de bloqueo en función de la separación de frecuencia.



APLICACIONES de la SERIE 30

La serie FZ/30 consta de una gama ideal de componentes lógicos que comprende las funciones y biestables usuales, junto con los elementos de acoplamiento esenciales para una fácil adaptación de equipos periféricos realizados con esta serie, a equipos realizados con las series FJ(TTL) y FC(DTL) y se completa con elementos híbridos indispensables en todo sistema, tales como temporizadores, amplificadores de potencia y fuente de alimentación.

ELEVADA INMUNIDAD ESTATICA A RUIDO

Inmunidad estática a ruido de 5 V, para alimentación de 12 V, y de 8 V, para alimentación de 15 V. Estos valores son sumamente significativos si se comparan con los de otras series, y destacan la necesidad de utilizar la serie 30 en equipos en los que se esperan niveles importantes de ruidos.

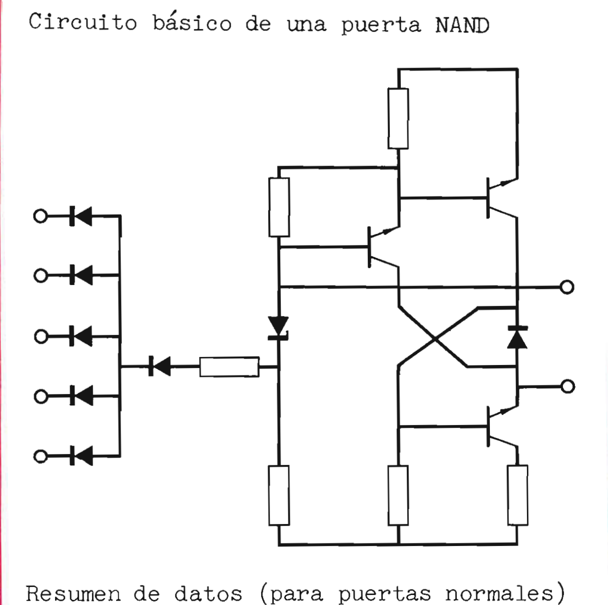
ELEVADA INMUNIDAD DINAMICA A RUIDO

Elevada inmunidad dinámica a ruido gracias a largos retardos de propagación y lentos tiempos de subida y caída. Es ajustable (conectando un condensador a la base del transistor excitador) a las condiciones de rapidez de respuesta y frecuencia máxima de funcionamiento del equipo.

BAJA IMPEDANCIA DE SALIDA

Baja impedancia de salida en los dos estados lógicos que suprime fácilmente cualquier ruido acoplado a través de las líneas de interconexión.

Circuito básico de una puerta NAND



Resumen de datos (para puertas normales)

Tensión de alimentación.....	12 V +12,5 % -5 %
	15 V +13 % -10 %
Temperatura ambiente de trabajo.....................	0 ºC a 70 ºC
Retardo de propagación media (puerta básica sin condensador)...................	150 ns
Cargabilidad c.c. (puerta básica) estado BAJO.........	10
estado ALTO.........	100
Margen de ruido c.c.	
alimentación 12 V.........	5 V
alimentación 15 V	
estado BAJO.............	5 V
estado ALTO.............	8 V

Una amplia y práctica exposición sobre la SERIE 30, familia de elementos especialmente indicados para su aplicación en equipos de control, de maniobras y en periféricos en general.

PRECIO: 40 ptas.

RESUMEN DEL INDICE:

- Aplicaciones de las puertas lógicas de la serie 30.
- Utilización de la serie 30 en sistemas combinacionales.
- Contadores.
- Registro de desplazamiento.
- Acoplamiento a diversos captadores de entrada.
- Operadores temporales.
- Inmunidad dinámica a ruidos.

REVISTA "Miniwatt"

Vol. 12-Núm. 9 OCTUBRE 1973 25 Ptas.



NÚMEROS ATRASADOS DISPONIBLES

VOLUMEN 8

Número 5. Amplificadores de antena con transistores.- Tubo fluorescente alimentado por batería.- Convertidor 600 Vcc a 20 Vca; 50 Hz; 1,2 kW.- Guitarra estereofónica.

VOLUMEN 9

Número 1. Introducción a la técnica operacional.- Amplificador estereofónico (1 W).- Unidades magnéticas en el Sistema Internacional.

Número 2. Sencillo comprobador de transistores.- Resonadores piezoeléctricos cerámicos.- Diodos rectificadores: estructura y funcionamiento; características y propiedades térmicas.- Amplificador de BF de 2 W.

Número 3. El triac: teoría y aplicaciones.- Diodos rectificadores: carga pulsante.

VOLUMEN 10

Número 3. Convertidor analógico/digital.- Sistema de control de las luces de un coche.- Diodos rectificadores: conexión en serie y en paralelo.- Utilización del contador DCD50.

Número 4. Introducción a la técnica operacional: clases de unidades operacionales.- Convertidores de c.c./c.a.- Sistema de alarma con Norbits de la serie 60.

Número 5. Preamplificadores de audio.- Circuitos rectificadores.- Memoria dinámica de acceso serie con el registro de desplazamiento FDN156 de tecnología MOS.

Número 6. Convertidores de c.c./c.c.- Amplificadores de potencia para BF.- Voltímetro digital.- Mezclador de baja frecuencia con el circuito integrado TAA521.

VOLUMEN 11

Número 1. Circuitos chopper con tiristores.- Amplificador telefónico.- Generador de caracteres con registro de desplazamiento.- Termómetro para líquidos.- Aplicaciones del BRY39.- Conmutador estático de c.a. con circuitos bloque de la serie 61.

Número 2. Las fotopilas solares de silicio y de telururo de cadmio.- Multivibrador de amplio margen con circuitos integrados.- Acoplamiento TTL con GRL111 y GRL101.- Decodificación de circuitos integrados TTL con conmutadores rotativos.- Termostato electrónico con diodo de silicio como detector.- Circuito de control de 10 kHz para disparo de tiristores y triacs.

Número 3. Circuitos integrados para TVC.- Circuitos prácticos: estabilizadores de tensión con TBA281.- Excitador para inversores de frecuencia variable con circuitos bloque serie 61.- La característica de puerta de los tiristores.

Número 4. Tiristores y triacs en control de temperatura.- Alarma electromagnética antirrobo.- Diseño de radiadores para transistores de audio.

Número 5. Reguladores de tensión con el circuito integrado TBA281.- Refrigeración de semiconductores de potencia.- Estudio lógico de circuitos de control para motores paso a paso.- Supresión de tensiones transitorias con diodos reguladores de tensión.

Número 6. Indicador de señalización con tubos ZC1050.- Equipo de verificación para circuitos de BF con transistores.- Funcionamiento y aplicación de los tubos indicadores numéricos.- Sistemas de visualización para tubos indicadores numéricos.

Número 7. Decodificador PAL con circuitos integrados.- Bloques rectificadores de silicio para alta tensión.- Convertidor de c.c. en c.c. estabilizado de 50 W.

Número 8. Blindaje y desmagnetización de los tubos de máscara perforada.- Tiristores: 1. Funcionamiento; 2. Técnicas básicas del control de fase; 3. Valores límite y características; 4. El diac, el triac y el conmutador controlado de silicio; 5. Fabriación.

Número 9. Diodos rectificadores: cargadores de baterías.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de baja tensión.- Amplificador para BF.- Generador de señales de servicio para pruebas y ajuste de un generador PAL de TVC.- Sistema de control de temperatura para granjas pecuarias.

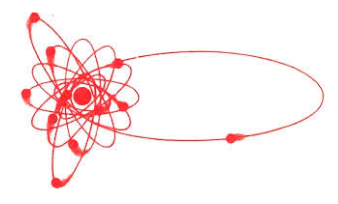
Número 10. Amplificador de audio de alta calidad.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de alta tensión.- Amplificador de audio de 250 W con transistores de silicio.- Transductores ultrasónicos de piezóxido para control remoto, dispositivos de alarma y aplicaciones similares.- Filtro supresor de interferencias de RF para reguladores de iluminación.

Número 11. Diodos rectificadores: aplicaciones diversas.- Control de velocidad de ventiladores con triac BT110.- Sintonizador de FM para autorradio con diodos BB105.- Inversor de 50 kVA y 1 kHz.

Aprovecha esta oportunidad para completar su colección. Precio especial 15 Ptas. ejemplar. No se envían contra reembolso. Rogamos nos envíe el importe de su pedido por giro postal.

REVISTA "Miniwatt"

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor.
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
MARIA ROSA BORRÁS

Compaginación.
MAURICIO RAMOS LÓPEZ

Suscripciones:

Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

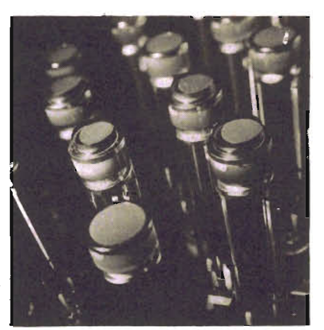
SUSCRIPCIÓN ANUAL
(11 números) 200 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 25 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona





Tubos de cámara Plumbicón® empleados en cámaras de televisión para blanco y negro y para color.

ÍNDICE

SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES (UNIDADES S.I.)

MAGNITUDES	UNIDADES	SIMBOLOS	
UNIDADES FUNDAMENTALES			
Longitud	metro	m	
Masa	kilogramo	kg	
Tiempo	segundo	s	
Temperatura termodinámica	grado Kelvin	°K	
Intensidad de corriente eléctrica	amperio	A	
Intensidad luminosa	candela	cd	
Cantidad de materia	mol	mol	
UNIDADES SUPLEMENTARIAS			
Angulo plano	radián (radiante)	rad	
Angulo sólido	estereorradián (estereorradiante)	sr	
UNIDADES DERIVADAS			
Superficie	metro cuadrado		m^2
Volumen	metro cúbico		m^3
Frecuencia	hertzio (hertz)	Hz	s^{-1}
Densidad	kilogramo por metro cúbico		kg/m^3
Velocidad	metro por segundo		m/s
Velocidad angular	radián por segundo		rad/s
Aceleración	metro por segundo, por segundo		m/s^2
Aceleración angular	radián por segundo, por segundo		rad/s^2
Fuerza	newton	N	$kg{\cdot}m/s^2$
Presión	pascal	Pa	N/m^2
Viscosidad cinemática	metro cuadrado por segundo		m^2/s
Viscosidad dinámica	pascal por segundo	Pa.s	$N{\cdot}s/m^2$
Trabajo, energía, cantidad de calor	julio	J	N·m
Potencia	vatio	W	J/s
Cantidad de electricidad	culombio	C	A·s
Tensión eléctrica, diferencia de potencial, fuerza electromotriz	voltio	V	W/A
Intensidad de campo eléctrico	voltio por metro		V/m
Resistencia eléctrica	ohmio	Ω	V/A
Conductancia	siemens	S	A/V
Capacidad eléctrica	faradio	F	A·s/V
Flujo magnético	weber	Wb	V·s
Inductancia	henrio	H	V·s/A
Inducción magnética	tesla	T	Wb/m^2
Intensidad de campo magnético	amperio por metro		A/m
Fuerza magnetomotriz	amperio	A	
Flujo luminoso	lumen	lm	cd·sr
Luminancia	candela por metro cuadrado		cd/m^2
Iluminación	lux	lx	lm/m^2

MULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
tera	T	10^{12}
giga	G	10^{9}
mega	M	10^{6}
kilo	k	10^{3}
hecto	h	10^{2}
deca	da	10

SUBMULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
deci	d	10^{-1}
centi	c	10^{-2}
mili	m	10^{-3}
micro	μ	10^{-6}
nano	n	10^{-9}
pico	p	10^{-12}
femto	f	10^{-15}
atto	a	10^{-18}

EL TRANSISTOR BLY93A COMO AMPLIFICADOR LINEAL DE TV CLASE A PARA BANDA I

Con el transistor BLY93A se ha diseñado un amplificador lineal de funcionamiento en clase A para utilizar en televisión, como etapa excitadora en transmisores de TV y como etapa final en repetidores de TV.

1. SISTEMAS TRANSMISOR Y REEMISOR

Actualmente en la práctica se emplean dos sistemas para transmitir las señales de televisión:

a) Sistema transmisor
Si las señales de entrada son señales de vídeo y de audio, el sistema se denomina transmisor. En la figura 1 se presenta un esquema de bloques típico de un moderno transmisor. Las señales de vídeo y de audio se modulan y amplifican por separado. La salida de alta frecuencia de imagen y de sonido se conecta a la unidad de combinación (diplexor) que aplica las señales de sonido e imagen a un sistema de antena común, manteniéndolas separadas.

b) Sistema reemisor
Si la entrada está ya modulada (las señales de audio y de vídeo se amplifican conjuntamente) y se retransmite por medio de una frecuencia diferente, el sistema se denomina "reemisor". Los reemisores de televisión se emplean como estaciones repetidoras para mejorar la recepción en zonas de baja intensidad de señal. Se requiere cierta fiabilidad y estabilidad. Esto es especialmente importante en zonas montañosas en las que es necesario el empleo de numerosos repetidores para obtener la mayor superficie cubierta posible.

La figura 2 muestra el esquema de bloques típico de un moderno reemisor. Como es sabido, el factor de intermodulación es uno de los parámetros más importantes cuando imagen y sonido se amplifican juntos. En el caso de la televisión en color se han de conseguir valores del factor de intermodulación bajos para una frecuencia $f_i = f_v + f_s - f_{sb}$, donde f_v es la frecuencia de la portadora de la imagen, f_s es la frecuencia de la portadora del sonido y f_{sb} es la frecuencia que corresponde a la subportadora de color.

2. CARACTERISTICAS DEL TRANSMISOR Y DEL REEMISOR

A continuación examinamos las características básicas de los transmisores y reemisores de televisión.

2.1. Ancho de banda y curva de respuesta

El ancho de banda de un sistema de televisión se define en relación a la curva de respuesta amplitud/frecuencia que se toma como norma para el sistema. El ancho de banda se mide generalmente con una señal de barrido. A fin de determinar la relación con la norma elegida, se acostumbra a medir la respuesta empleando tres seña-

Figura 1. Esquema de bloques de un transmisor de TV típico.

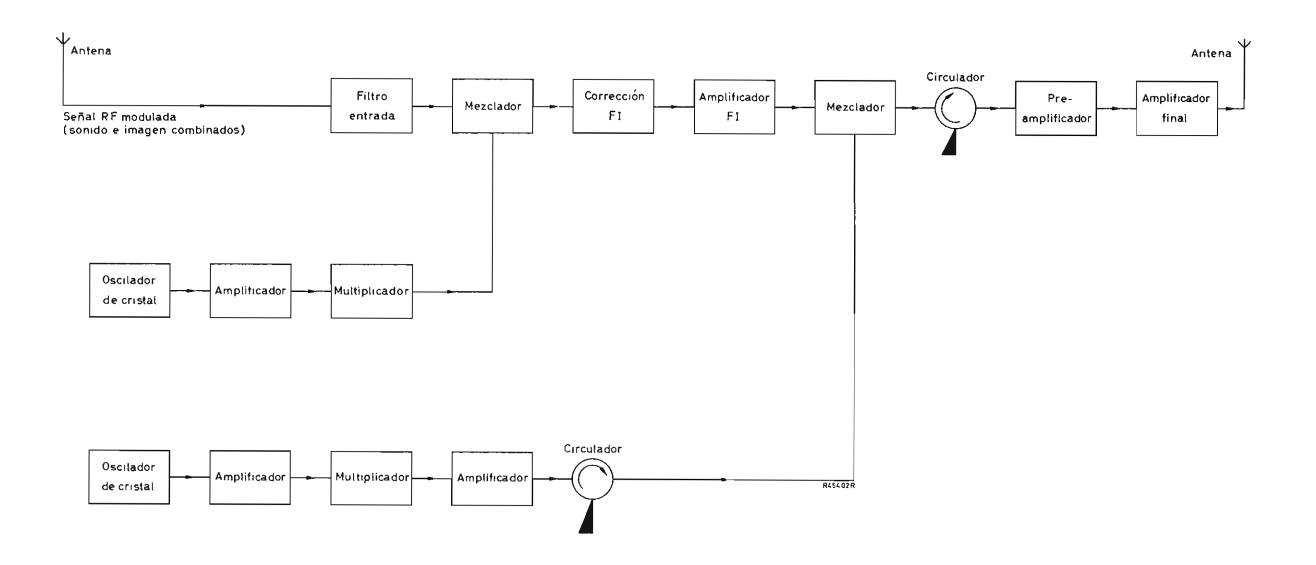


Figura 2. Esquema de bloques de un reemisor de TV típico.

les de prueba distintas. Las curvas de respuesta de amplitud/frecuencia resultantes han de encontrarse dentro de la zona de tolerancia de la curva normal. La figura 3 muestra estas señales de prueba junto con las curvas de respuesta de frecuencia resultantes que están dentro de la zona de tolerancia de la curva de respuesta.

2.2. Amplitud de fase y linealidad

Debido a la no linealidad de su característica de transferencia, todo amplificador originará distorsión de la forma de onda de entrada. Con modulación negativa, la señal mínima, que corresponde al blanco total, es del 10 % de la señal máxima; toda no linealidad por debajo de este nivel quedará fuera de la "parte visible".

La figura 4 muestra el método de medida de la linealidad de baja frecuencia, la ganancia diferencial y la fase diferencial. La linealidad de baja frecuencia se mide por medio de un generador de tensión de 10 pasos que funciona de un 17 % a un 75 % en relación al sincronismo de pico (= 100 %). Para medir la ganancia y fase diferenciales se superpone a la forma de onda del generador de tensión en escalera una onda sinusoidal de 4,43 MHz y de un 10 % de pico a pico que representa la subportadora de color.

Características

Linealidad de baja frecuencia: La relación de la mínima amplitud y la máxima amplitud no debe ser inferior a 90 % en transmisores y 95 % en repetidores.

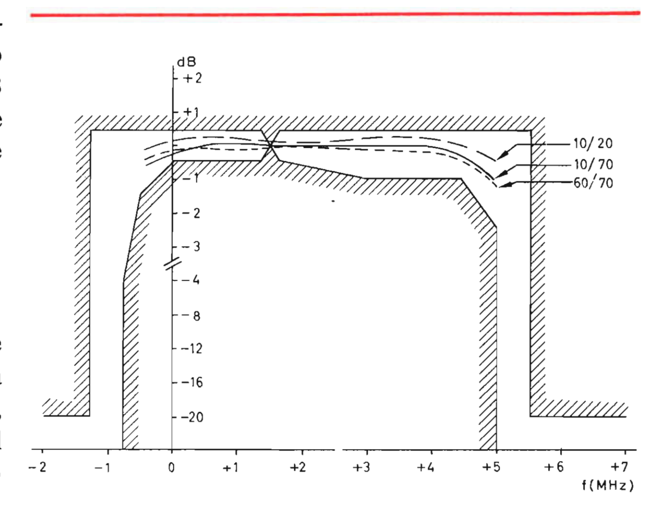
Ganancia diferencial: La relación entre las amplitudes mínima y máxima no debe ser inferior a 90 % en transmisores y 95 % en repetidores.

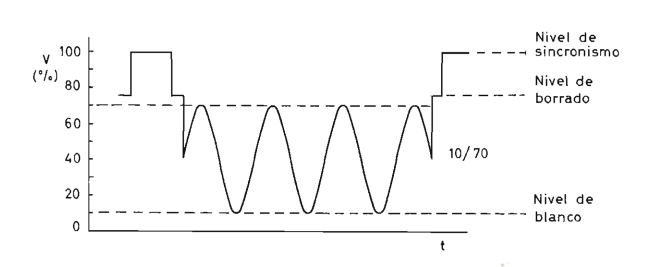
Fase diferencial: La fase de la onda sinusoidal de 4,43 MHz en cualquier escalón no debe diferir en más de 3 grados con relación a la fase de la señal de 4,43 MHz para el nivel de borrado (transmisores y reemisores).

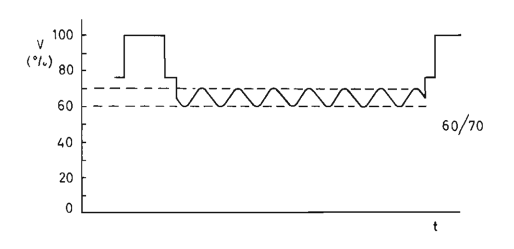
2.3. Compresión de sincronismo

Uno de los efectos producidos por la no linealidad por encima del nivel de supresión consiste en la compresión de los impulsos de sincronismo. Este efecto se compensa, en los transmisores, haciendo que los impulsos de sincronismo sean proporcionalmente mayores antes de la amplificación (ensanchamiento de sincronismo).

El grado de ensanchamiento de sincronismo necesario depende de la compresión de sincronismo que se produzca debida a la no linealidad en el amplificador. Por tanto, la compresión de sincronismo se puede medir en términos de relación sincronismo de entrada/salida y será igual a x/25 (véanse figuras 5 y 6). A continuación se indican valores típicos encontrados en la práctica.







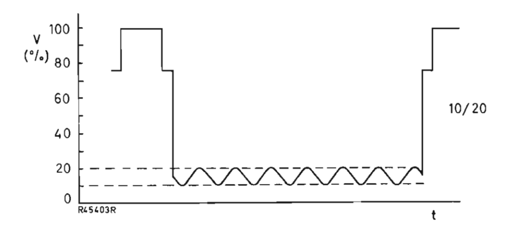
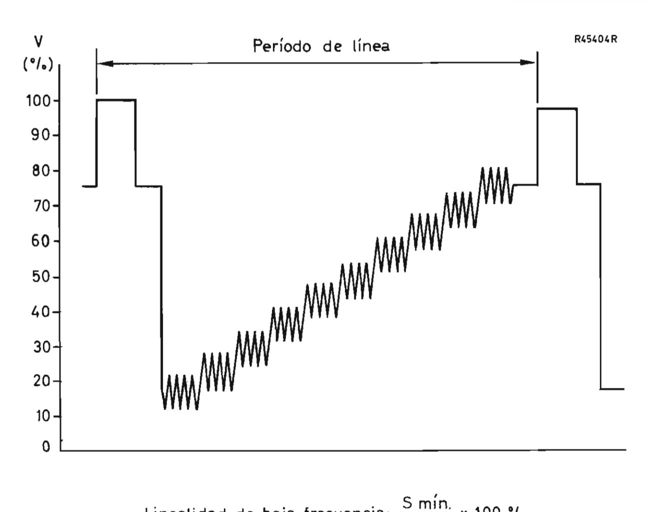
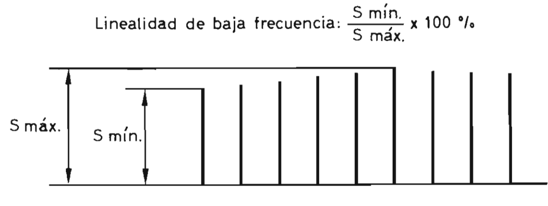
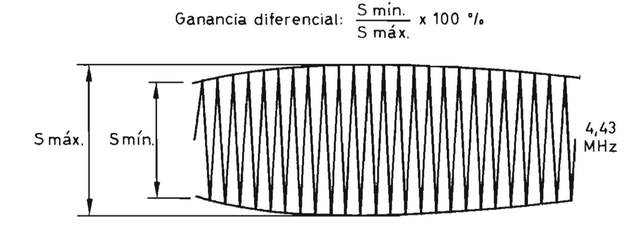


Figura 3. Respuesta de amplitud/frecuencia para tres señales de prueba dentro de la zona de tolerancia de la curva característica del ancho de banda del sistema CCIR.







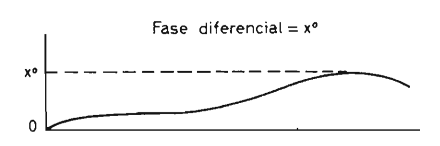


Figura 4. Medida de linealidad de baja frecuencia, ganancia diferencial y fase diferencial en los sistemas que satisfacen las normas CCIR.

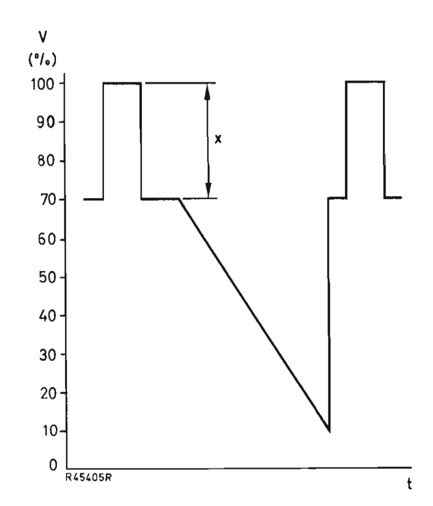


Figura 5. Señal de entrada con impulsos de sincronismo alargados cuya relación imagen/sincronismo es de 70/30.

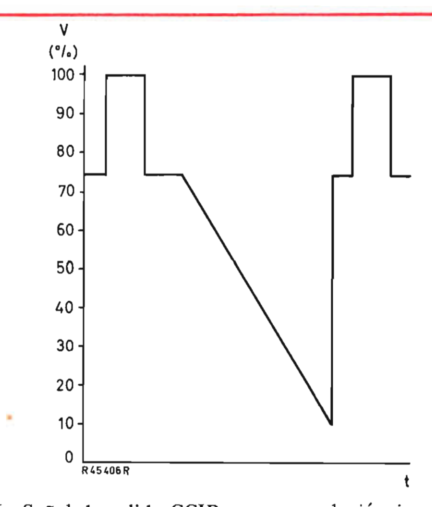


Figura 6. Señal de salida CCIR con una relación imagen/sincronismo de 75/25.

transmisores:

etapas de salida	$\leqslant$ 45/25
etapas excitadoras	$\leqslant$ 30/25
reemisores:	$\leqslant$ 26/25

2.4. Respuesta de baja frecuencia

Con el transmisor modulado totalmente por una onda cuadrada de 50 Hz, la inclinación (a, b y c, en la fig. 7) de la forma de onda demodulada será inferior a:

2 % para transmisores
1 % para reemisores

2.5. Respuesta de transitorios

Con el transmisor modulado con una onda cuadrada de 15 kHz (modulación del 50 al 70 %, véase fig. 8) y medido con un demodulador de banda lateral residual que cumpla los límites indicados en la figura 9, la respuesta de transitorios debe estar de acuerdo con la figura 10.

2.6. Estabilidad del nivel de salida

En cualquier condición de modulación de vídeo, la variación del pico de sincronismo o nivel de negro no

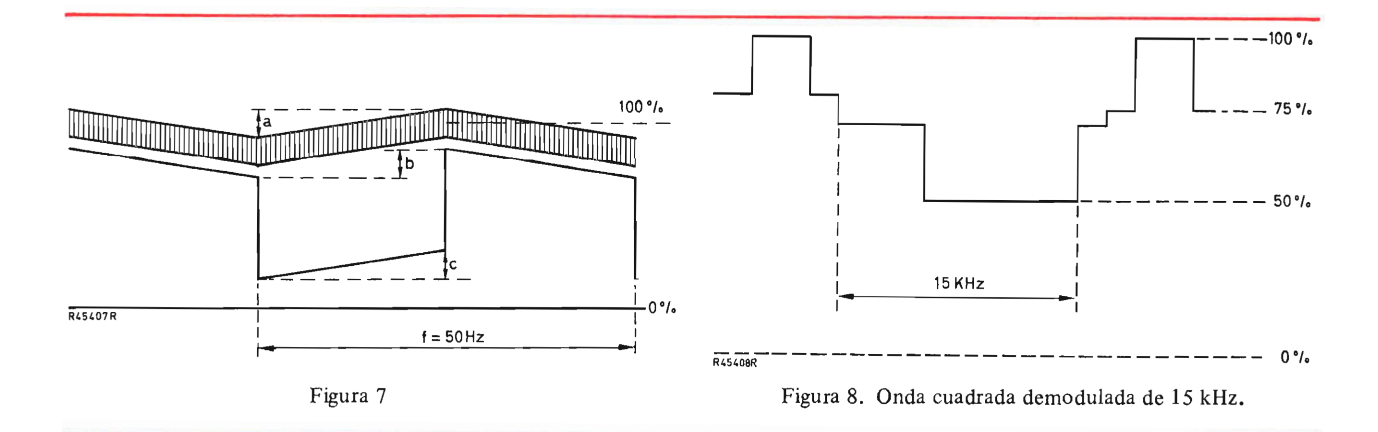


Figura 7

Figura 8. Onda cuadrada demodulada de 15 kHz.

debe exceder, para la amplitud compuesta, del 2 % en los transmisores y del 1 % en reemisores.

2.7. Distorsión de intermodulación

a) Productos de intermodulación dentro de la banda

El nivel de los productos de intermodulación se establecerá por medio de una prueba de tres tonos. Los niveles y frecuencias de los tres tonos serán los siguientes:

$f1$ = –8 dB (sincronismo de pico de referencia = 0 dB) fijados para frecuencia de imagen de f_v

$f2$ = –7 dB (sincronismo de pico de referencia = 0 dB) fijados para frecuencia de sonido f_s

$f3$ = –16 dB (sincronismo de pico de referencia = 0 dB) variable de $(f_v - 1{,}5)$ a $(f_v + 6)$ MHz.

El nivel más elevado de un producto de intermodulación que esté dentro del margen de $(f_v - 0{,}75)$ MHz a $(f_v + 5{,}75)$ MHz no debe exceder de –52 dB en relación al sincronismo de pico.

b) Productos de intermodulación fuera de la banda

Todos los productos de intermodulación fuera de la banda que se encuentren fuera del margen comprendido entre $(f_v - 7)$ MHz y $(f_v + 1{,}25)$ MHz no deben exceder de –60 dB en relación al sincronismo de pico.

Todos los productos de intermodulación fuera de la banda que se encuentren en los canales adyacentes no deben exceder de los valores indicados en la tabla 1.

Para satisfacer las anteriores condiciones, puede ser necesario un filtro de paso de banda adicional.

c) Modulación cruzada

Sonido AM a imagen.

La portadora de sonido se modula en amplitud para las frecuencias dentro del margen de 30 Hz a 15 kHz y una modulación del 5 % (10 % pico a pico en relación al pico de la amplitud portadora). La modulación cruzada correspondiente, atribuible al reemisor y que aparece en la señal de imagen, no debe exceder de –40 dB pico

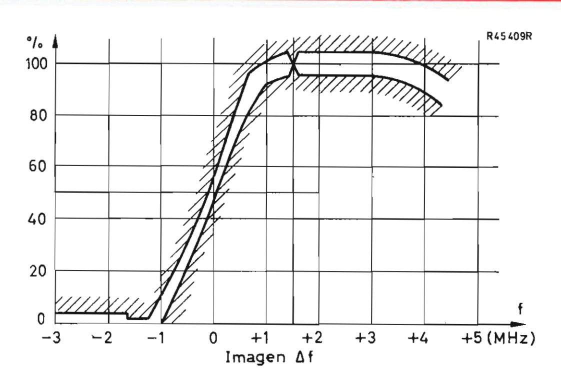


Figura 9. Normas de la característica de transferencia de alta frecuencia y frecuencia intermedia del demodulador de medida de banda lateral residual.

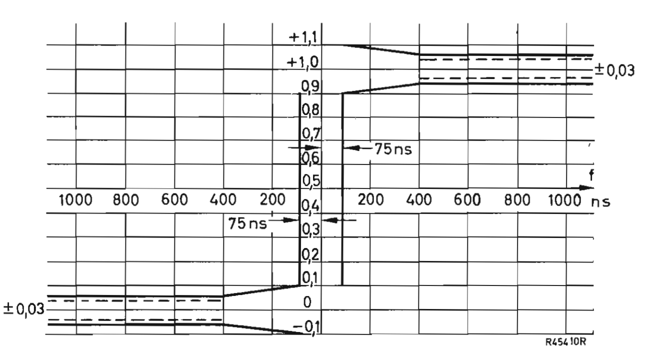


Figura 10. Condiciones de respuesta de transitorios. Onda cuadrada de 15 kHz.

TABLA 1

Potencia de salida de sincronismo de pico	⩽250 mW	>250 mW ⩽ 10 W	>10 W ⩽ 1 kW	>1 kW
Productos de intermodulación (referidos a 0 dB = sincronismo de pico)	⩾ 40 dB	⩽ 25 μW	⩾60 dB	⩽1 mW

a pico en relación a la amplitud de imagen medida para cualquier nivel de vídeo.

Imagen a sonido.

Con la portadora de imagen totalmente modulada para cualquier forma de onda de vídeo y la portadora de sonido sin modular, la modulación cruzada en la portadora de sonido no debe exceder del 5 % pico a pico en relación con la amplitud de portadora de pico.

3. REEMISORES

En el caso de los reemisores, las condiciones de linealidad son tan estrictas que sólo se pueden cumplir con un amplificador que trabaje en clase A. Sin embargo, se describe primero el diseño de un amplificador de clase AB para canal E3 (54 – 61 MHz) con el BLY93A, ajustado para V_{CE} = 28 V y corriente de colector – reposo I_{CZS} = 100 mA.

4. DISEÑO DEL AMPLIFICADOR

4.1. Generalidades

Como acabamos de indicar se describe primero el diseño de un amplificador de clase AB. El amplificador de clase A se ha deducido del amplificador de clase AB sobre una base experimental. Dado que los cálculos para ambos tipos de amplificadores son parecidos consideraremos sólo los del amplificador de clase AB.

4.2. Datos del transistor

La ganancia del transistor, y las impedancias de entrada y de carga se calcularon mediante ordenador. Se partió de un nivel de potencia de salida de 30 W, con la intención de alcanzar de 20 a 25 W de potencia de sincronismo de pico con buena linealidad reduciendo la potencia de excitación. Los resultados se presentan en la tabla 2.

4.3. La red de entrada

Esta red ha de adaptar la pequeña impedancia de entrada del transistor a 50 ohmios. Además, ha de compensar la variación de ganancia intrínseca del transistor (véase tabla 2).

La variación de ganancia del amplificador en el margen de frecuencia de 54 a 60 MHz ha de ser inferior a 0,5 dB, mientras que el factor de ondas estacionarias no debe exceder de 1,2 (1,1 típicos).

La corrección de la variación de la ganancia se realiza, a veces, en la red de salida. En este caso no es aconsejable hacerlo así, pues resulta una variación de la impedancia de carga en función de la frecuencia, con lo que se degrada la linealidad.

En la red de entrada podemos elegir entre dos posibilidades:

a) conectar la red de corrección de la ganancia entre la red adaptadora de la impedancia de entrada y el transistor (fig. 11).
b) conectar la red de adaptación de la impedancia entre la red de corrección de ganancia y el transistor (figura 12).

TABLA 2

Frecuencia (MHz)	P_O (W)	R_{carga} (Ω)	C_{carga} (pF)	R_i (Ω)	X_i (Ω)	Ganancia (dB)
54	30	11,36	–43,5	1,48	–1,22	20
57	30	11,34	–43,5	1,46	–1,10	19,5
60	30	11,33	–43,5	1,45	–0,98	19

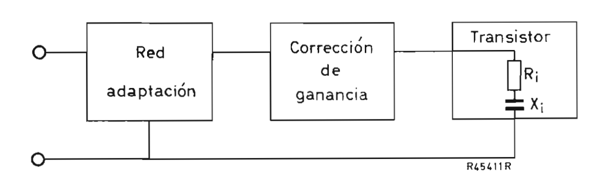


Figura 11. Red de entrada.

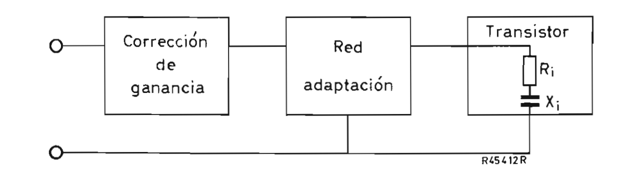


Figura 12. Red de entrada.

TABLA 3

Frecuencia (MHz)	Relación ondas estacionarias	Ganancia (dB)
54	1,12	16,90
57	1,02	16,85
60	1,14	17,00

La primera posibilidad ha sido descartada debido a la pequeña impedancia para la red de corrección de ganancia que resulta en valores de componentes de difícil realización.

Si consideramos la segunda posibilidad con más detalle (fig. 13), veremos que han de realizarse los siguientes pasos:

1) Además de la impedancia de entrada del transistor, se ha de elegir una inductancia en serie ($L1$) de forma que resuene con la parte capacitiva de la impedancia de entrada del transistor para la frecuencia central (57 MHz).
2) Mediante una red de adaptación Chebyshev de 4 elementos, la resultante de 1,46 ohmios se transforma 25 veces hasta 36,5 ohmios ($L2$-$L3$-$C1$-$C2$). Los inductores $L1$-$L2$ se han combinado en un inductor.
3) La red de corrección de la ganancia ($L4$-$C3$-$R1$-$L5$-$R2$) reduce la variación de ganancia de 1 dB a 0,15 dB y adapta la impedancia de entrada de 36,5 ohmios de la red Chebyshev a los 50 ohmios necesarios. Esto se hace a expensas de una pérdida de 2 dB de ganancia en la frecuencia más alta.

La tabla 3 muestra los resultados calculados para la red de entrada y transistor.

4.4. La red de salida

La figura 14 representa el esquema del circuito de salida. La resistencia de carga calculada del transistor es igual a 11,34 ohmios (véase tabla 2), y se ha de adaptar a una impedancia de salida de 50 ohmios.

Los valores de $L1$ y $C2$ calculados son iguales a

$$L1 = 58\ \text{nH}$$
$$C2 = 103\ \text{pF}$$

Para $C2$ se eligió un condensador cerámico de 68 pF en paralelo con un trimmer de 60 pF.

La parte capacitiva de la impedancia de salida del transistor (43,5 pF) está aproximadamente en resonancia con el choque del colector (200 nH, véase apartado 4.6). El condensador $C1$ se ha añadido para reducir el contenido en armónicos de la tensión de colector. Su valor (56 pF) constituye un compromiso entre la supresión de armónicos y la potencia de saturación. Por otra parte,

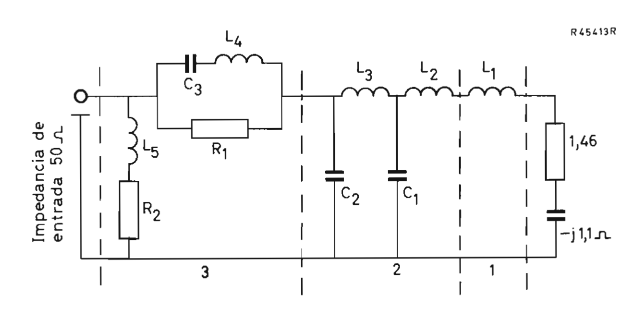


Figura 13. Red de entrada.

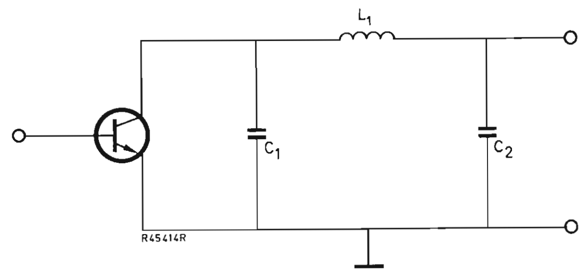


Figura 14. Red de salida.

no ha de influir demasiado en la impedancia de carga en cuanto a la componente fundamental se refiere.

4.5. Condensadores de bloqueo de c.c.

El valor de estos condensadores se eligió de modo que estuvieran en resonancia con la inductancia en serie de sus terminales (8 nH) para la frecuencia central. El valor normalizado más próximo es de 1000 pF.

4.6. Circuitos de polarización

La figura 15 representa los circuitos de la polarización de base y de colector.

Para evitar oscilaciones, el choque del colector ha de tener una reactancia que sea de 3 a 7 veces la resistencia de carga del transistor.

Otro factor importante es que, en un amplificador con funcionamiento en clase AB, las corrientes de base y de colector contienen componentes de vídeo de hasta 5 MHz con tiempos de subida por debajo de 70 nanosegundos. La constante de tiempo L/R de los circuitos de polarización ha de ser naturalmente menor; un valor adecuado de L/R es el de una cuarta parte del mínimo tiempo de subida. Puesto que la resistencia de carga del colector es igual a 11,3 ohmios, tendremos para $L2$:

$$L2 = \frac{R_{\text{carga}} \times t_{r\,\text{mín}}}{4} = \frac{11{,}3 \times 70}{4} = 198 \text{ nH}$$

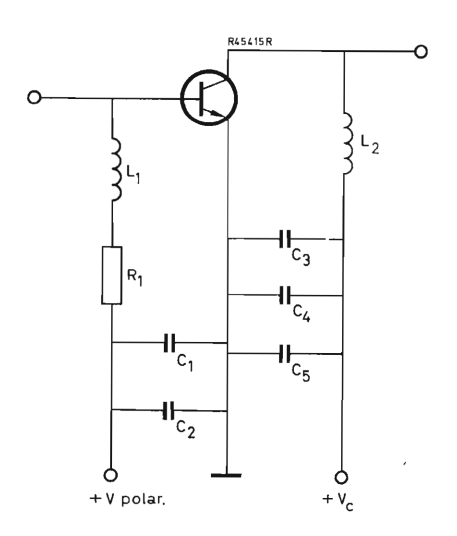


Figura 15. Circuito de polarización.

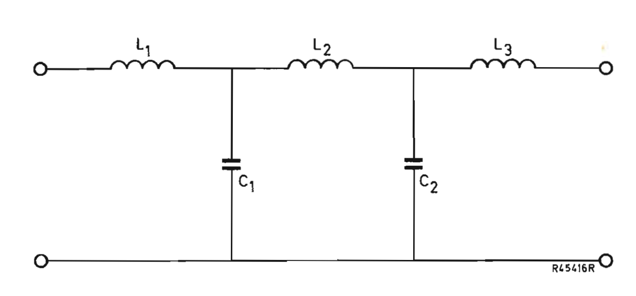


Figura 16. Filtro paso-bajo.

En la parte de la base se ha empleado una combinación LR en serie de 100 nH y 4,7 ohmios para evitar oscilaciones parásitas. La constante de tiempo L/R se forma aquí por el choque de base $L1$, el resistor en serie $R1$ y la impedancia de entrada del transistor para frecuencias de vídeo que pueden ser de sólo 8-9 ohmios.

La constante de tiempo resultante se encuentra entre 7 y 8 nanosegundos, valor que resulta lo bastante bajo. En cualquier caso, se debe evitar el uso de choques de ferrita con inductancias de varios microhenrios. Los puntos de alimentación del colector y de la base se han desacoplado para vídeo mediante varios condensadores. La polarización de clase AB se obtiene por medio de una unidad compensada en temperatura cuya resistencia interna es inferior a 0,1 ohmios.

5. FILTRO DE PASO BAJO

El contenido en armónicos en la salida del amplificador descrito es demasiado alto para aplicaciones prácticas. Esto es debido al ajuste de clase AB y a la red de salida de banda ancha de bajo Q. Por eso se ha diseñado un filtro de paso bajo Chebyshev de cinco elementos que se puede utilizar tanto en la salida como en la entrada del amplificador en el caso de una supresión de armónicos insuficiente en la fuente de excitación.

La figura 16 representa el circuito del filtro T de dos secciones, y la figura 17 muestra la respuesta general de este tipo de filtro. A_m es la ondulación de paso de banda (en decibelios), A_s es la supresión de segundo armónico (en decibelios) y W es la frecuencia normalizada, es decir, la relación entre la frecuencia y la frecuencia de corte.

Para A_m se han elegido seis valores distintos en el margen de 0,01 a 0,1 dB. El mejor compromiso entre A_s y el coeficiente de ondas estacionarias de entrada se da para A_m = 0,02 dB. Los resultados se indican en la tabla 4. El filtro se emplea entre W = 0,89 y W = 0,99 conforme a las frecuencias fundamentales de 54 a 60 MHz, respectivamente. En la tabla 4 se puede ver que la máxi-

TABLA 4

W	Entrada ondas estacionarias	A_s (dB)
0,87	1,12	20,68
0,88	1,11	21,28
0,89	1,10	21,87
0,90	1,09	22,45
0,91	1,08	23,03
0,92	1,06	23,59
0,93	1,04	24,15
0,94	1,02	24,69
0,95	1,00	25,23
0,96	1,02	25,77
0,97	1,05	26,29
0,98	1,08	26,81
0,99	1,11	27,32
1,00	1,15	27,82

ma entrada de ondas estacionarias es de 1,11, y que la mínima supresión de segundo armónico es igual a 21,9 dB. La frecuencia de corte viene dada por:

$$f_{co} = \frac{100}{0{,}99} \times 60 = 60{,}6 \text{ MHz}$$

y los valores de los elementos serán:

$L1 = L3 = 111{,}5$ nH; 4 espiras de hilo de cobre de 1,0 mm; diámetro interior, 8 mm; separación, 2 mm; terminales, 2 × 6 mm.
$L2$ = 219 nH, 7 espiras de hilo de cobre de 1,0 mm; diámetro interior, 8 mm; separación, 2 mm; terminales 2 × 6 mm.
$C1 = C2$ = 100 pF (pasamuros) (corregido para 70,5 pF; véase texto).

6. ALINEACION DEL AMPLIFICADOR Y DE LOS FILTROS

6.1. La red de entrada

En los condensadores $C1$ y $C2$ (fig. 13) la inductancia en serie ha de ser lo menor posible, por ejemplo, condensadores plaqueta o pasamuros. El último tipo se ha empleado en este amplificador. Antes de introducirlo en el circuito ha de medirse con un puente de capacidades y ajustar el valor por medio de una lima.

La inductancia de las bobinas puede ajustarse por medio de su separación entre espiras. Esto se comprueba

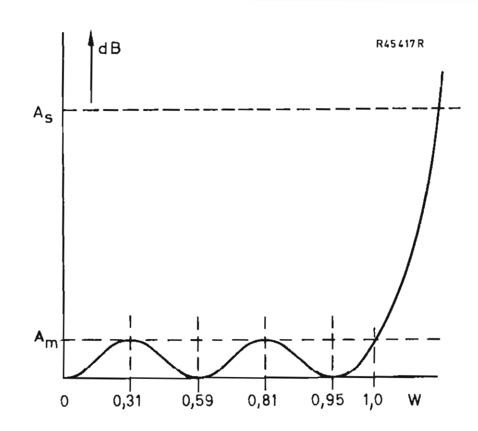


Figura 17. Curva de respuesta del filtro de la figura 16.

mediante la resonancia con un condensador conocido, por ejemplo, con un oscilador por variación de la corriente de rejilla.

6.2. La red de salida

Esta red se ajusta por medio de $C2$ (fig. 14) para máxima ganancia a $P_0 = 30$ W.

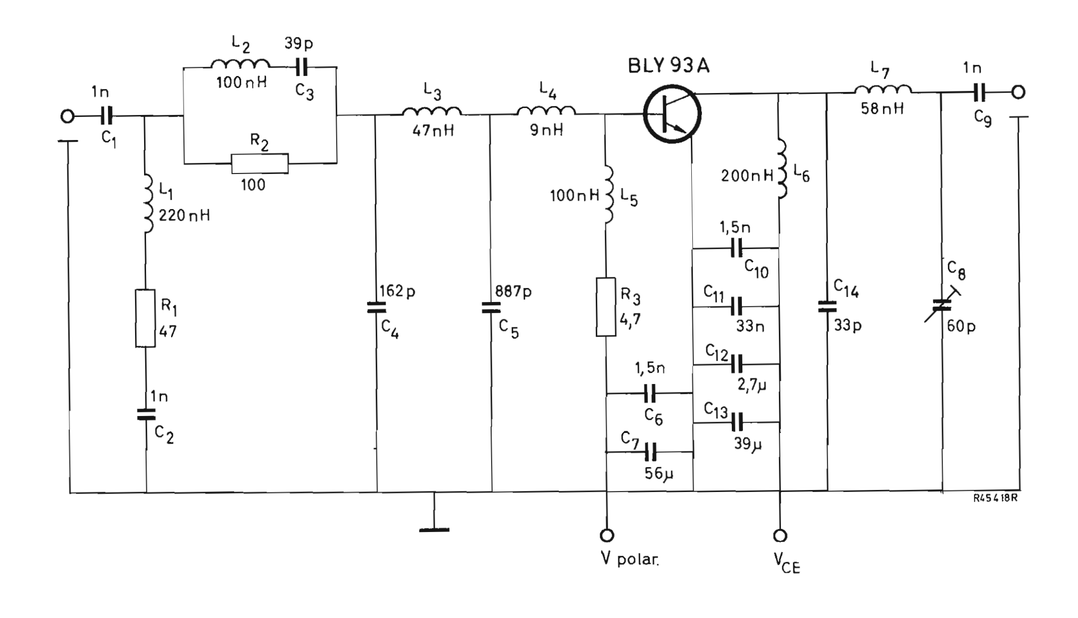
6.3. Los filtros de paso bajo

La construcción y alineación de estos filtros es similar a la de la red de adaptación de impedancia en la entrada del amplificador. Los condensadores se preajustan en el puente de capacidades por medio de una lima. Se ha de evitar el acoplamiento entre las bobinas por medio de blindajes adecuados.

Las bobinas $L1$ y $L3$ se ajustan variando la separación entre espiras. Para ello se miden las frecuencias de resonancia de las combinaciones $L1$-$C1$ y $L3$-$C2$ (fig. 17) por medio de un generador de señal y un voltímetro y se ajustan $L1$ y $L3$ hasta obtener la frecuencia de resonancia calculada. Después de esto, se puede incorporar $L3$ al filtro y se puede ajustar para mínima entrada de ondas estacionarias con W = 0,95 y f = 57,6 MHz.

7. MEDIDAS DEL AMPLIFICADOR DE CLASE AB

En la tabla 5 se comparan los cálculos y medidas de ganancia y relación de ondas estacionarias para $P_0 = 20$ W. Las medidas de la distorsión de intermodulación con señales de tercero y segundo tonos dieron por resultado productos de intermodulación (especialmente en el ex-



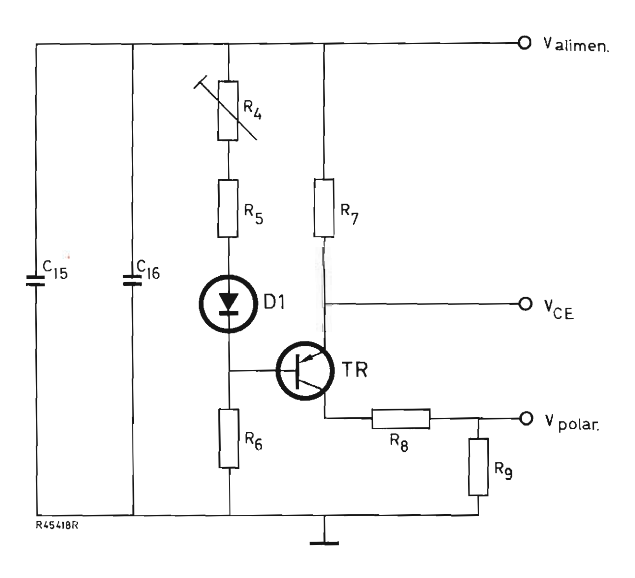


Figura 18. Circuito del amplificador de clase A.

TABLA 5

Frecuencia (MHz)	54	57	60
Relación ondas estacionarias calculada	1,12	1,02	1,14
Relación ondas estacionarias medida	1,10	1,05	1,17
Ganancia calculada (dB)	16,9	16,85	17,0
Ganancia medida (dB)	16,8	17,0	17,2

tremo inferior de la banda de frecuencia) que no cumplen las condiciones necesarias.

8. EL AMPLIFICADOR DE CLASE A

Este amplificador se obtiene a partir del amplificador de clase AB mediante ciertas modificaciones:

a) Para una temperatura de radiador de 70°C y una tensión continua de colector-emisor de 28 V, la máxima corriente continua de colector es igual a 1,08 A.

Las medidas realizadas en este amplificador se efectuaron con V_{CE} = 28 V e I_c = 1 A para una temperatura de radiador de 25°C obtenida mediante enfriamiento por agua. Si en el amplificador se emplea refrigeración por aire forzado pueden obtenerse idénticos resultados.

La unidad que proporciona el ajuste de clase A se representa en la figura 18.

b) Los datos del transistor para el funcionamiento en clase A a 55 MHz son:

Z_{in} = 1,0 – j 0,1 ohmios

Z_{carga} = 23 ohmios en paralelo con –53 pF

G = 21,8 dB

La ganancia se refiere al transistor; la ganancia que se supone en el amplificador es de 19 dB aproximadamente.

Las redes de entrada y de salida del amplificador se cambiaron en función de pruebas experimentales.

Los valores finales de los componentes se dan en la lista de componentes.

LISTA DE COMPONENTES

Amplificador

Resistores

R1	47	Ω, ± 5 %, 0,25 W
R2	100	Ω, ± 5 %, 0,25 W
R3	4,7	Ω, ± 5 %, 0,25 W

Condensadores

C1	1	nF, cerámico, ± 10 %
C2	1	nF, cerámico, ± 10 %
C3	39	pF, cerámico, ± 2 %
C4	180	pF (162 pF, corregido), cerámico pasamuros, ± 20 %
C5	2 X 470	pF en paralelo, cerámico pasamuros, ± 20%
C6	1,5	nF, cerámico, ± 10 %
C7	56	μF, electrolítico, ± 20 %, 4 V
C8	60	pF, trimmer dieléctrico de película
C9	1	nF, cerámico, ± 10 %
C10	1,5	nF, cerámico, ± 20 %
C11	33	nF, poliéster metalizado, ± 10 %
C12	2,7	μF, electrolítico, ± 20 %, 40 V
C13	39	μF, electrolítico, ± 20 %, 40 V
C14	33	pF, cerámico, ±5 %

Inductores

L1	220 nH	12,5 espiras juntas de hilo de cobre esmaltado de 0,4 mm; diámetro interior, 3 mm; terminales 2 X 2 mm
L2	100 nH	6,5 espiras juntas de hilo de cobre esmaltado de 0,4 mm; diámetro interior, 3 mm; terminales 2 X 2 mm
L3	47 nH	3,5 espiras juntas hilo de cobre esmaltado de 0,4 mm; diámetro interior, 3 mm; terminales 2 X 2 mm
L4	9 nH	15 mm de hilo de cobre de 0,5 mm
L5	100 nH	4,5 espiras juntas de hilo de cobre esmaltado de 0,45 mm; diámetro interior, 4,5; terminales 2 X 4 mm
L6	200 nH	4,5 espiras juntas de hilo de cobre esmaltado de 1,0 mm; diámetro interior, 8 mm; terminales 2 X 5 mm
L7	58 nH	2,5 espiras juntas de hilo de cobre esmaltado de 1,0 mm; diámetro interior, 6 mm; terminales, 2 X 5 mm.

Circuito de polarización

Resistores

R4	1	kΩ, potenciómetro de ajuste carbón, miniatura, ± 20 %
R5	330	Ω, ± 5 %, 0,25 W
R6	8,2	kΩ, ± 5 %, 0,25 W
R7	3 X 10	Ω en paralelo, ±5 %, 1 W
R8	330	Ω, ±5 %, 1 W
R9	100	Ω, ±5 %, 0,25 W

Condensadores

C15	100	nF, poliéster metalizado, ±10 %
C16	1,5	nF, cerámico, ±10 %

Semiconductores

TR1	BD136
D1	BA148

APLICACIONES DEL TIRISTOR BT100A



Los tiristores de la serie BT100A, en cápsula de plástico, son especialmente indicados para aplicaciones de tipo doméstico y de baja potencia. Concebidos especialmente para el control de iluminación, de temperatura y de velocidad de pequeños motores, pueden ser utilizados en equipos alimentados por medio de la red a 125 y 220 voltios.

A fin de poner de manifiesto las numerosas y variadas posibilidades de estos tiristores, acabamos de publicar un manual de aplicaciones prácticas en el que se describen los siguientes dispositivos: 1. Encendido electrónico para automóvil. 2. Regulador de iluminación. 3. Control para pequeño motor. 4. Cebador electrónico para tubos fluorescentes. 5. Disparador para flash esclavo. 6. Encendedor de gas. 7. Cebador para lámpara de sodio de alta presión.

Este manual de 70 páginas, con numerosos esquemas y figuras, puede adquirirlo al precio de 25 Ptas. en nuestras oficinas de Barcelona y Madrid, o remitiendo su importe (por giro postal, etc.). También podemos mandárselo contra reembolso (los gastos por cada envío contra reembolso son de 25 Ptas.).

AMPLIFICADOR DE C. C. ESTABILIZADO POR CHOPPER CON TRANSISTOR MOS

Se describe un amplificador de corriente continua estabilizado por chopper que lleva dos transistores de efecto de campo MOS gracias a lo cual se logra minimizar los impulsos parásitos de tensión ya que este tipo de transistores no tienen tensión de offset estática y su corriente de fugas es muy pequeña.

Una tensión c.c. muy pequeña E_i ha de ser amplificada primero a una tensión mucho más alta V_0 antes de que se pueda medir. El amplificador, sin embargo, tiene una tensión offset V_{of} que afectará la exactitud de la medida. La influencia de V_{of} sobre V_0 viene dada por la fórmula:

$$V_o = G_v\,(E_i + V_{of}),$$

donde G_v es la ganancia de tensión. La fórmula muestra que V_{of} se considera presente en la entrada del amplificador. V_{of} se puede dividir en una f.e.m. E_{of} y una tensión igual a la corriente offset I_{of} por la resistencia interna $R3$ del generador (véase fig. 1), de modo que

$$V_{of} = E_{of} + I_{of} \cdot R_s.$$

Nota. El valor de I_{of} empleado en esta fórmula se da al final de este artículo e incluye el cambio de E_{of} (medido para $R_s = 0$) con un cambio de R_s. Por tanto, difiere del que realmente circula a través de R_i.

El amplificador se puede elegir entre dos grandes grupos de amplificadores: amplificadores con acoplamiento de c.c. (amplificadores operacionales con transistores bipolares y de efecto de campo) y amplificadores paramétricos (amplificadores de c.c. dieléctricos y estabilizados por chopper). La tensión E_{of} del último grupo es aproximadamente de una centésima y su I_{of} de una décima a una milésima de la E_{of} e I_{of} del primer grupo respectivamente. Además la deriva de temperatura de E_{of} y de I_{of} es mucho menor en el último grupo. Esto hace que los amplificadores del último grupo resulten más aconsejables para las aplicaciones antes mencionadas, especialmente como amplificadores de c.c. estabilizados por chopper.

Generalmente un amplificador de c.c. estabilizado por chopper comprende cinco etapas además de un oscilador. Las etapas se representan en la figura 2: la etapa 1 es el chopper, un dispositivo de conmutación que convierte una tensión de c.c. en una tensión de onda cuadrada cuya amplitud es igual a la mitad de la tensión de c.c.

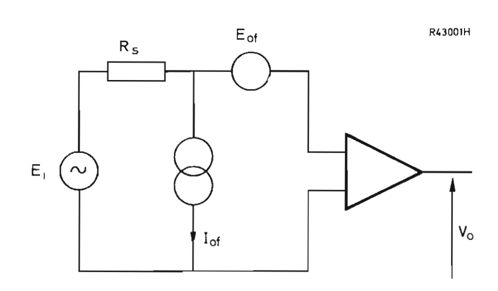


Figura 1. Circuito equivalente de la entrada del amplificador.

La etapa 2 es el amplificador de c.a. para amplificación de la tensión de onda cuadrada. Se desacopla para c.c. conectándolo a las etapas 1 y 3 por medio de condensadores. La etapa 3, el demodulador, convierte la tensión de onda cuadrada amplificada en una tensión de c.c. que es proporcional a E_i. En general consta de un dispositivo de conmutación que funciona en sincronismo con el chopper (un oscilador excita las etapas 1 y 3). Esto comporta la ventaja de que la polaridad de la salida de c.c. está determinada por la de E_i, de modo que se puede aplicar realimentación. La etapa 4 es un filtro de paso-bajo para suprimir la frecuencia del chopper y sus armónicos. La etapa 5 es un amplificador de c.c. para transformar la salida del demodulador (filtro de paso-bajo) de una impedancia alta a otra baja.

Existen varias versiones de choppers. Uno de ellos, el chopper sensible a la luz, es relativamente caro y sólo sirve para frecuencias bajas; esto limita la frecuencia de la señal que se ha de amplificar. Si se emplean transistores de efecto de campo de unión en choppers existe el inconveniente de que la capacidad drenador-puerta es demasiado grande. También los transistores bipolares tienen una capacidad emisor-base demasiado grande. Estos dos tipos de capacidad introducen impulsos parásitos de tensión en el amplificador de c.a. Por otra parte, los transistores bipolares introducen una tensión offset debido a que su tensión de emisor-colector en estado conductor no es igual a cero. Por el contrario, el transistor de efecto de campo MOS BSV81 tiene una capacidad de drenador-puerta inferior a 0,5 pF. Además, un transistor de efecto de campo MOS no tiene tensión offset estática, y su corriente de fugas de puerta es muy pequeña, por lo que resulta muy aconsejable.

La razón por la que es tan importante minimizar los impulsos parásitos de tensión es que, además de una tensión offset del amplificador de c.c., estos impulsos constituyen el único motivo de una tensión offset en amplificadores de c.c. estabilizados de tipo chopper. La tensión V_{of} está originada, en parte, por una corriente offset I_{of} que pasa a través del generador de señal. La corriente I_{of}, se origina por el hecho de que la suma de las cargas inyectadas a través de la capacidad entre puerta y canal de un transistor de efecto de campo MOS en el interior del circuito de señal al iniciar y cesar la conducción no es igual a cero. La parte restante E_{of} de la tensión V_{of} está originada por los impulsos parásitos de tensión en la entrada del amplificador de c.c. El impulso parásito representa una señal de c.a. recortada que es amplificada por el amplificador de c.a., demodulada e integrada. La tensión de c.c. resultante en la salida del amplificador de c.c. se puede transferir a E_{of} dividiendo la tensión por medio de la ganancia de tensión en lazo abierto del amplificador estabilizado por chopper (véase fig. 2). (E_{of} e I_{of} son funciones de R_s.)

Otra razón por la cual se han de reducir todo lo posible los impulsos parásitos de tensión es que pueden saturar las últimas etapas del amplificador de c.a., lo cual provocaría un componente de desviación adicional en E_{of}. La saturación se evita por medio de una red de filtro como el condensador integrado en la red de realimentación del primer amplificador operacional del amplificador de c.a. ($C11$ y $C12$) representado en la figura 3.

La figura 3 representa el amplificador de c.c. estabilizado de tipo chopper completo. El chopper incluye dos transistores de efecto de campo MOS BSV81 ($TR1$ y $TR2$) que son excitados por tensiones de onda cuadrada en sus puertas de modo que cuando $TR1$ conduce, $TR2$ está bloqueado y viceversa. El surtidor de $TR1$ es la entrada del amplificador no inversor y el de $TR2$ es la entrada inversora que se emplea para la realimentación. La resistencia drenador-surtidor de BSV81 es inferior a 100 ohmios para el estado de conducción y mayor que 1 GΩ para el estado de bloqueo con una tensión puerta-surtidor de 0 V y −6 V, respectivamente. El chopper transforma cualquier tensión de c.c. de entrada en una tensión de c.a. con una amplitud igual a la mitad de la tensión c.c. Esto sólo es así si $R_i C_8 \gg 1/f_c$ y $C8 \gg C1$ ($R1$ es la resistencia de entrada y $C1$ es la capacidad de

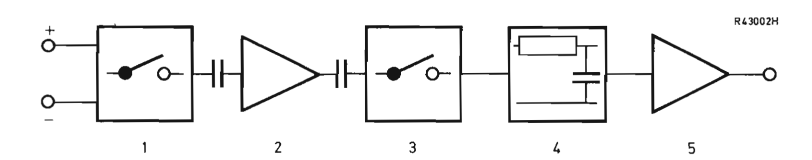


Figura 2. Esquema de bloques de un amplificador estabilizado por chopper.

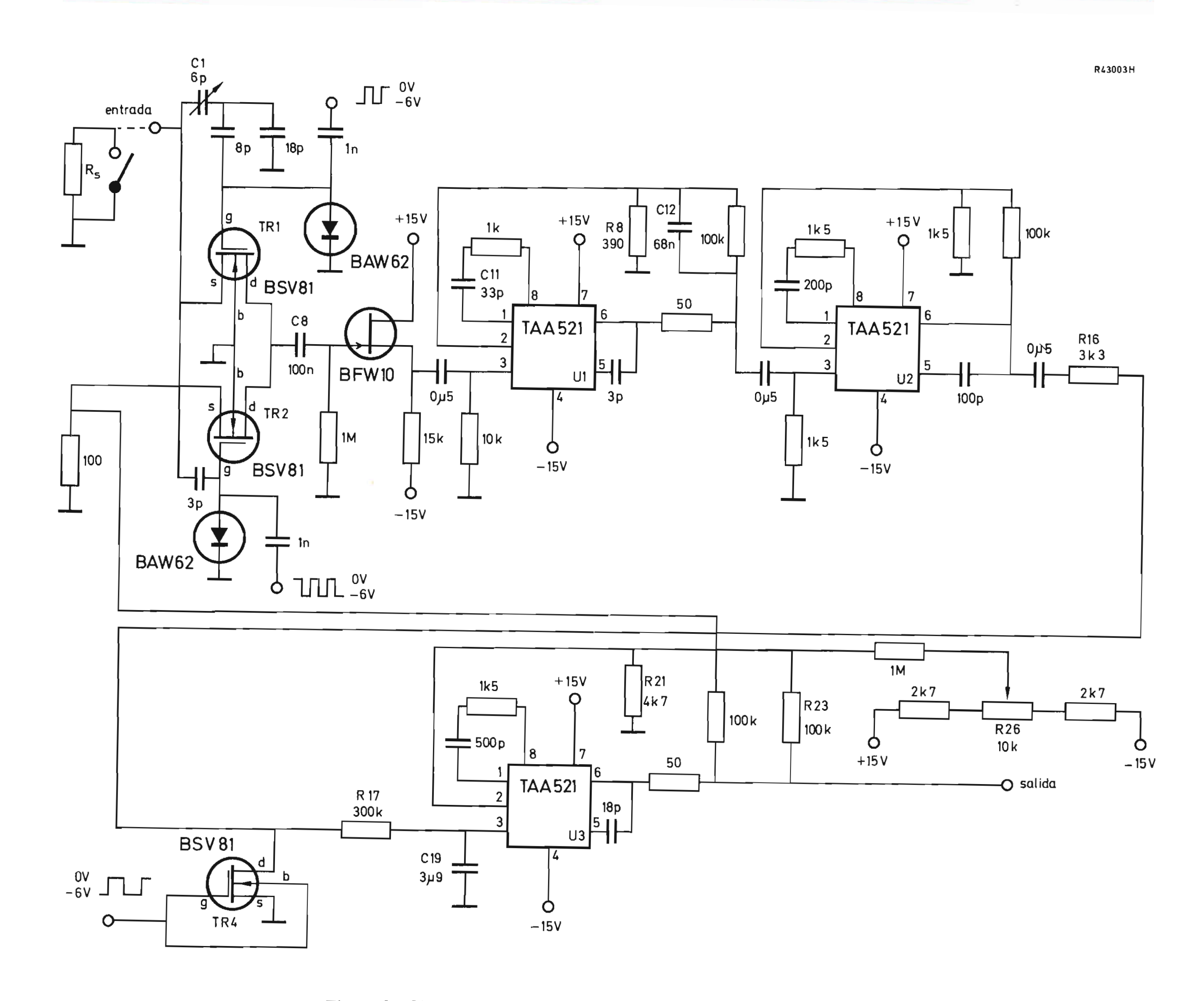


Figura 3. Circuito de un amplificador estabilizado por chopper.

entrada del amplificador de c.a.; f_c es la frecuencia del chopper). Para un tiempo de bloqueo que sea igual al tiempo de conducción y para $C1 \ll C8$ y $f_c C_8 R_i \gg 1$, la impedancia de entrada R_{in} del amplificador de c.c. estabilizado por chopper viene dada por la impedancia de entrada del amplificador de c.a.:

$$\frac{1}{R_{in}} = \frac{1}{4R_i} + C_i f_c.$$

Para $R_i = 1$ MΩ, $C_i = 10$ pF, $C8 = 100$ nF y $f_c = 1$ kHz, R_{in} será de unos 4 MΩ. Esta elevada R_{in} puede obtenerse utilizando un seguidor de surtidor con transistor de efecto de campo como etapa de entrada de c.a. (elevada R_i en combinación con bajo ruido).

Puesto que la impedancia de surtidor (que precede al filtro de paso-bajo) del amplificador de c.c. es alta, la tensión de offset y la deriva térmica del amplificador de c.c. es también algo elevada (aproximadamente de 50 mV y 500 µV/°C). Dado que la aportación a E_{of} del amplificador de c.c. estabilizado por chopper se halla dividiendo la tensión de offset total del amplificador de c.c. por la ganancia total de las etapas anteriores, esta ganancia ha de ser tan elevada como sea posible. En nuestro caso esta ganancia es 1/2 (chopper) 250 veces (primera etapa de c.a.) 60 veces (segunda etapa de c.a.) 0,67 veces (demodulador) o 5000 veces, lo cual hace que la aportación de

la tensión offset del amplificador de c.c. a E_{of} sea de unos 10 μV y la deriva térmica de E_{of} de unos 100 nV/°C.

Se utiliza un acoplamiento de c.a. entre $U1$ y $U2$ para rechazar el ruido de baja frecuencia originado por las etapas anteriores a $U2$.

El demodulador de transistor de efecto de campo MOS BSV81 ($TR4$) es excitado en fase con $TR1$. Su margen dinámico es +10 V a –5 V, siempre y cuando el substrato esté conectado a la puerta. El límite negativo viene dado por la elección de tensión mínima de puerta a –5 V y por el diodo substrato-drenador (un transistor de efecto de campo MOS de canal N tiene un substrato P); el límite positivo viene determinado por la tensión de pico repetitivo de puerta a todos los demás terminales. El resistor $R16$ protege $TR4$ frente a una corriente de drenador demasiado alta originada por un nivel de salida que suba repentinamente del amplificador de c.a.

El filtro de paso-bajo $R17$, $C19$ que aplana la ondulación de 1 kHz de la salida del demodulador también sirve para obtener la característica de frecuencia del amplificador completo de c.c. estabilizado por chopper. Su constante de tiempo RC es de 1,2 segundos, lo cual significa que su punto de –3 dB se da para 0,13 Hz y la disminución es de 6 dB/octava hasta 300 Hz (aproximadamente un tercio de la frecuencia de chopper f_c).

Para ajustar la ganancia de tensión en lazo abierto y la impedancia de salida del amplificador de c.c. estabilizado por chopper a los valores elegidos de 10^5 (100 dB) y 0,1 ohmios respectivamente, se ha elegido una ganancia de tensión igual a 20 para el amplificador de c.c. (mediante una elección adecuada de los resistores de realimentación $R21$ y $R23$). La disminución de 6 dB/octava abarca desde 0,13 Hz hasta unos 300 Hz, frecuencia para la cual la ganancia de tensión en lazo abierto es de 33 dB. Para frecuencias más altas la disminución aumenta al acercarse a la frecuencia chopper. No aparecerán fenómenos de inestabilidad siempre y cuando la realimentación total no origine que la ganancia de tensión en lazo cerrado caiga por debajo de 33 dB. Un valor de seguridad para esta ganancia es 39 dB, valor para el que el factor de realimentación es 39 – 100 = –61 dB, o inferior a 0,1 % de la ganancia de la tensión en lazo abierto.

La tensión offset se minimiza del siguiente modo. Para minimizar I_{off} se ajusta el condensador $C1$ para una tensión offset V_{of} igual en dos impedancias diferentes de generador de señal, concretamente R_s = 10 kΩ y R_s = 0 Ω (véase fig. 3). La tensión offset V_{of} se reduce todo lo posible ajustando $R26$, con lo cual se introduce una tensión offset compensadora de varias decenas de milivoltios en la entrada del amplificador de c.c.

La deriva de la corriente y la f.e.m. offset viene dada por el coeficiente de temperatura de la movilidad de los portadores mayoritarios en el canal, por la deriva de la tensión de umbral de los transistores de efecto de campo MOS y, en menor medida, por el amplificador de c.c.

Los valores de E_{of} e I_{of} medidos y sus derivas del amplificador de c.c. estabilizado por chopper son:

$E_{of} < 10\ \mu V$; deriva de $E_{of} \approx 50$ nV/°C
$I_{of} < 100$ pA; deriva de $I_{of} \approx 1{,}2$ pA/°C

TIRISTORES: CONEXION EN PARALELO

Cuando se conectan tiristores en paralelo, es esencial que la corriente se distribuya por un igual entre las líneas paralelas. Las técnicas destinadas a conseguir esa distribución igual de la corriente se pueden clasificar en tres tipos:

a) selección de dispositivos con características de conducción en sentido directo apareadas,

b) reducción de corriente y temperatura, y

c) distribución forzada de la corriente por medios exteriores.

De estas tres técnicas, las dos últimas son las más importantes pues son las de más fácil aplicación. Examinaremos brevemente la primera y luego analizaremos con más detalle las otras dos.

1. SELECCION DE CARACTERISTICAS DIRECTAS APAREADAS

Las características de conducción en sentido directo apareadas plantean problemas tanto para el fabricante como para el usuario; para este último puede resultar difícil sustituir dispositivos en un montaje que conste de varios tiristores apareados en paralelo.

A fin de conseguir una buena distribución de la corriente tanto en condiciones normales como en el caso de fallos, se ha de realizar un apareado de tensión directa para dos niveles de corriente completamente distintos. El desequilibrio de tensión puede presentarse (y entonces se destruye el efecto de apareamiento) si las resistencias e inductancias de las líneas en paralelo no son iguales, por lo cual es importante prestar mucha atención a éstas. También conviene eliminar diferencias de temperatura entre los distintos dispositivos. (Esto a veces se consigue montando los dispositivos con un radiador común.)

2. REDUCCION DE LA CORRIENTE Y TEMPERATURA

Inevitablemente existe una dispersión en las características de conducción en sentido directo en toda serie de tiristores no apareados de un determinado tipo. Por tanto, si se conectan en paralelo, el mejor tiristor (caída de tensión en sentido directo más baja) absorberá la mayor parte de la corriente. De este modo puede sobrepasarse el valor nominal de la disipación en sentido directo de dicho tiristor y de esta forma destruirse. Sin embargo, este peligro se evita si la corriente total procedente de los tiristores en paralelo se reduce a un valor para el cual (teniendo en cuenta la distribución) el mejor tiristor no resulta sobrecargado. Los valores máximos indicados en las hojas de características para el modelo más desfavorable son los utilizados para determinar la máxima corriente permisible a través de los tiristores en paralelo, pues, aunque se consigue así un error de cálculo, éste es favorable. Este método se denomina reducción del valor límite de la corriente.

Con el fin de simplificar el cálculo, podemos suponer que la característica del tiristor en sentido directo es igual a la de un diodo normal, es decir

$$V_{in} = V_o + IR.$$

La figura 1 muestra los histogramas de las dispersiones para las características en sentido directo de un determinado tiristor; primero, para corriente en sentido directo de 10 A, y luego, para corriente en sentido directo de 250 A.

La disipación de un tiristor viene dada por:

$$P = i_{AV} \cdot V_o + i_{r.m.s.}^{2}\, r.$$

Por tanto, la disipación en un circuito rectificador hexafásico será

$$P_6 = \frac{\hat{i}}{6} V_0 + \frac{\hat{i}^2}{6} r \qquad (1)$$

La muestra más desfavorable (fig. 1) se da cuando $V_{250} = 3{,}9$ V y $V_{10} = 1{,}5$ V. Calculemos ahora, a partir de estos valores, V_0 y r:

$$V_o = \frac{25 \,.\, V_{10} - 10 \,.\, V_{250}}{240}$$

$$= 1{,}4 \text{ V}$$

y

$$r = \frac{V_{250} - V_{10}}{240}$$

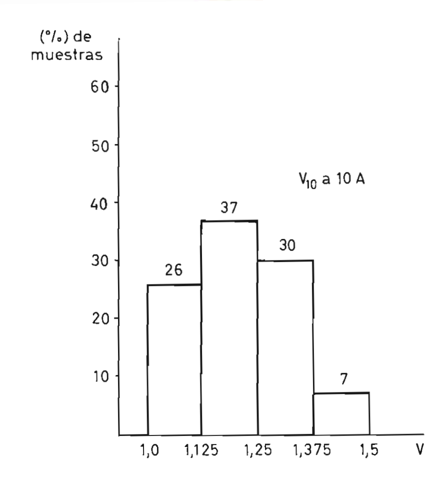
$$= 0{,}01\ \Omega.$$

La máxima corriente en sentido directo nominal $(\hat{i})$ es igual a 100 A y, por tanto, a partir de la ecuación (1) tendremos que la máxima disipación en sentido directo es de 40 W.

En este histograma podemos ver que el mejor tiristor es el que tiene una $V_{250} = 1{,}9$ V y una $V_{10} = 1{,}0$ V. Con estos valores se obtiene $V_0 = 0{,}96$ V y $r = 0{,}00375\ \Omega$. Si hubiésemos empleado estos valores para una disipación máxima de 40 W, la corriente de pico en sentido directo sería de unos 155 A; esto representa un 55 % por encima del valor admisible para el caso más desfavorable. Cálculos parecidos para tiristores que tengan características intermedias entre el caso más favorable y el más desfavorable dan los valores máximos admisibles de corriente que se indican en la tabla 1.

Ahora es posible calcular las máximas corrientes admisibles para varias combinaciones de tiristores de las muestras consideradas en la figura 1. Esas combinaciones se indican en la figura 2 y en la tabla 2. En esta tabla, la columna A se aplica en el caso de que se empleen tiristores que procedan de los cuatro grupos; la columna B, si los tiristores proceden de los grupos 2, 3 y 4; la columna C, si los tiristores son de los grupos 3 y 4, y la columna D, si los tiristores proceden sólo del grupo 4.

La figura 3 muestra el factor de reducción de los valores límite de la corriente en función del número de tiristores en paralelo, junto con la probabilidad de sobre-



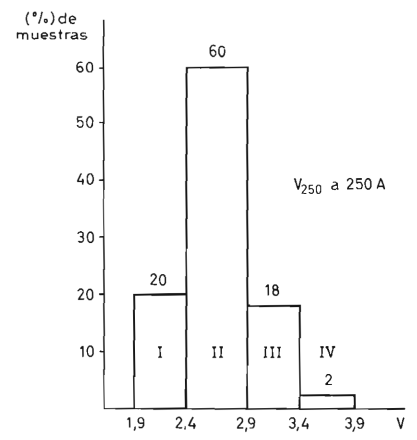


Figura 1. Histogramas de dispersiones de las características en sentido directo.

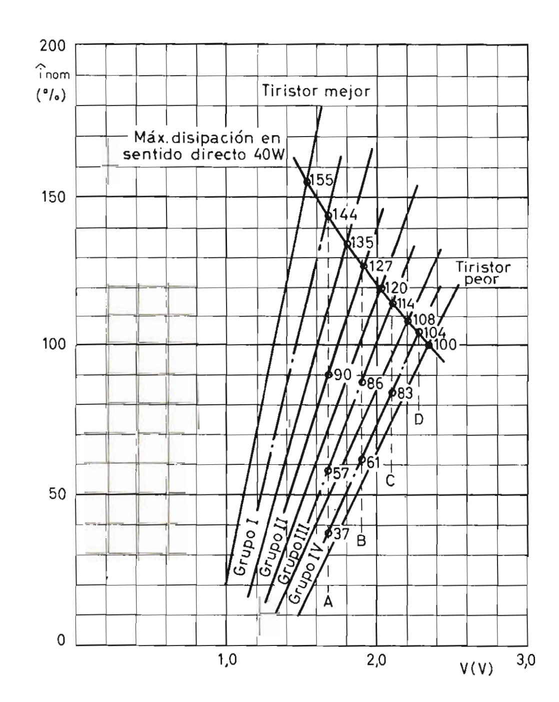


Figura 2. Máxima corriente admisible por tiristor para varias características en sentido directo.

Tabla 1. Corriente admisible en sentido directo

V_{250}	porcentaje de la máxima corriente nominal	
(V)	%	
1,9	155	muestra mejor
2,15	144	muestra media del grupo 1
2,4	135	
2,65	127	muestra media del grupo 2
2,9	120	
3,15	114	muestra media del grupo 3
3,4	109	
3,65	104	muestra media del grupo 4
3,9	100	muestra más desfavorable

carga del tiristor mejor como parámetro. Las dos curvas señaladas con trazos representan probabilidades del 0,1 % y del 0,01 %, y la línea continua señala la reducción del valor límite aconsejable

$$d = 0{,}65 + \frac{0{,}35}{n}.$$

Si se emplea este factor de reducción del valor límite, la probabilidad de sobrepasar el máximo valor de la corriente (indicado en la tabla 2) en el mejor tiristor es del orden de un 0,1 %. Naturalmente, se requiere una mayor reducción de valores límite si se ha de mantener la probabilidad de sobrecarga en un 0,01 % (es decir, $d = 0{,}55 \times 0{,}45/n$).

Tabla 2. Corriente admisible en sentido directo para combinaciones de tiristores

grupo	porcentaje de corriente nominal			
	A	B	C	D
1	144	–	–	–
2	90	127	–	–
3	57	86	114	–
4	37	61	83	100

Algunas veces será posible utilizar una reducción del valor límite de la temperatura en lugar de la reducción del valor límite de la corriente. Si la resistencia térmica entre la base y el ambiente se hace muy baja para todos los tiristores en paralelo, es posible mantener la temperatura de la unión del mejor tiristor por debajo del máximo nivel permitido. De este modo la máxima corriente total puede alcanzar la máxima corriente nominal para cada tiristor multiplicada por el número de tiristores en paralelo, sin que se dañe ningún tiristor. Así pueden economizarse tiristores adicionales. Sin embargo, puede que no sea aceptable el empleo de radiadores mayores o de enfriamiento forzado.

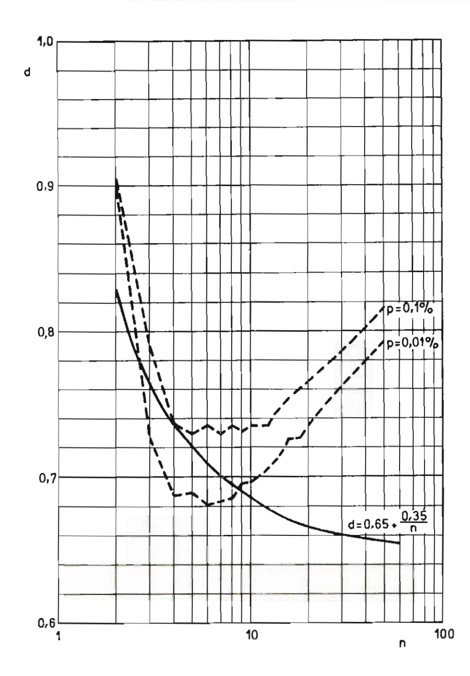


Figura 3. Factores de reducción de los valores límite para 2 a 50 tiristores en paralelo que proporcionan una probabilidad del orden del 0,1 % y 0,01 % de sobrecarga para el mejor tiristor.

3. DISTRIBUCION FORZADA DE LA CORRIENTE

La distribución forzada de la corriente, conseguida por medio de componentes adicionales, puede evitar la necesidad de una reducción del valor límite de la corriente. Existen dos métodos para conseguir esa distribución: un resistor en serie con cada tiristor, y un sistema de inductores compensadores de corriente.

La figura 4 representa la conexión del circuito para el método resistivo e ilustra el método de trabajo mostrando la influencia de los resistores en serie (que son de igual valor) en las características en sentido directo de los tiristores.

Como se puede observar en la figura 4, los resistores iguales en cada rama de tiristores reducen el efecto de la dispersión en las características en sentido directo. Las tolerancias del resistor han de ser bajas (generalmente, ±5 %).

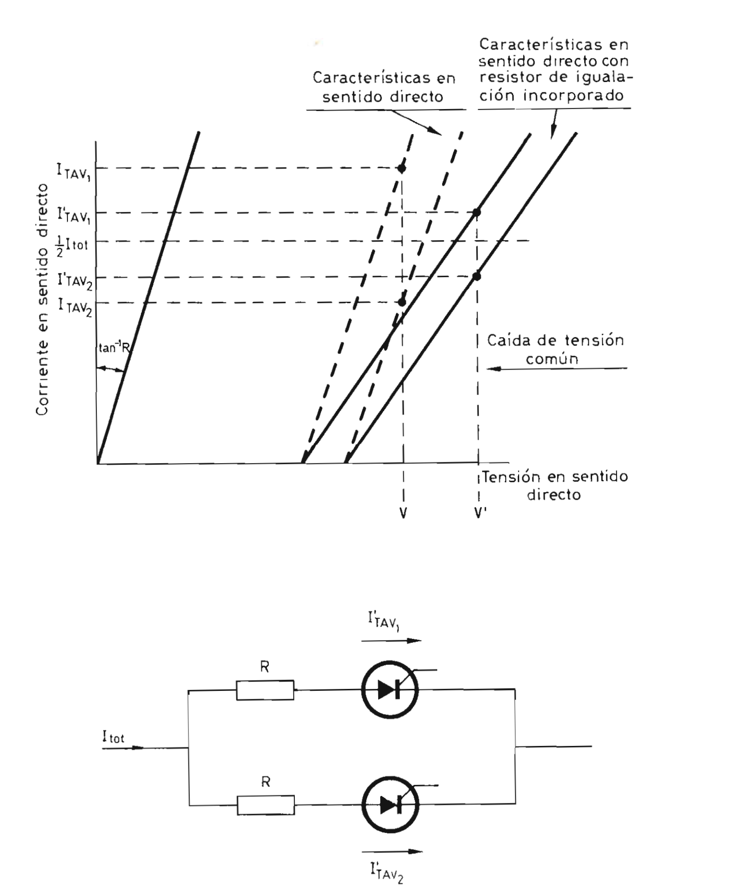


Figura 4. Influencia de resistores en serie sobre las características en sentido directo.

Figura 5. Equilibrio de corriente por medio de inductores para a) dos tiristores, b) cuatro tiristores.

Es obvio que este método aumenta las pérdidas en potencia e influye tanto en la eficacia del sistema como en la regulación de la carga. Si se incorporan fusibles en las ramas, sus resistencias se han de restar de los valores calculados para los resistores en serie; todas las demás resistencias en el circuito de tiristores se han de minimizar (o por lo menos, igualar).

La distribución de la corriente mediante inductores resulta preferible al anterior método, pues provoca pérdidas de potencia pequeñas. Además estos inductores igualarán las dispersiones en el tiempo de retardo del cebado. La figura 5 representa la conexión básica (para dos tiristores) y un montaje aconsejable para cuatro tiristores.

El funcionamiento se comprende mejor con ayuda de la figura 5a. Si el tiristor *TH*1 tiene la "mejor" característica en sentido directo, y/o se ceba más rápido que *TH*2, la corriente resultante I_1 induce una tensión a través de *L*1 y *L*2; esta tensión se opone a I_1 y aumenta I_2, lo cual tiende a igualar I_1 e I_2. Cuando termina el período de conducción, una de las corrientes disminuye en primer lugar, lo cual origina una tensión que tiende a igualar I_1 e I_2.

Aconsejamos que el valor de la inductancia (en mH) para cada devanado sea

$$L = \frac{20\,000}{I\,\omega_{supply}}$$

donde *I* es la corriente de pico repetitivo (en A).

Una reactancia de esta clase ha de tener una elevada densidad de flujo-saturación y una baja densidad de flujo-residual, para dar un cambio máximo de flujo en cada ciclo. Además, el núcleo no se ha de saturar durante el período de conducción.

SISTEMA DETECTOR CON FOTODIODO Y AMPLIFICADOR OPERACIONAL

En el caso de frecuencias no muy elevadas —kilohertzios en lugar de megahertzios— puede ocurrir que un fotodiodo de bajo ruido combinado con un amplificador operacional sea capaz de prestar servicios desconocidos para un fotomultiplicador. Tal es el caso del fotodiodo de bajo ruido BPX94 que puede detectar radiaciones con nivel inferior a 10^{-12} W/cm^2. Este fotodiodo, si se emplea como elemento fotovoltaico con tensiones de polarización igual a cero, posee una resistencia equivalente de generador superior a los 100 MΩ; por otra parte, su sensibilidad es muy elevada.

Si comparamos los valores de la potencia equivalente de ruido correspondientes a la longitud de onda de 800 nm, el BPX94 presenta valores unas 10 veces inferiores a los que se obtienen con cualquier tipo de fotomultiplicador.

Para medir la débil señal de salida del BPX94, cuando se emplea este fotodiodo para detectar niveles de radiación extraordinariamente bajos, se acopla con el amplificador operacional TBA222 a través de un sistema de preamplificación con transistores de efecto de campo de bajo ruido.

Este sistema de detección formado por un fotodiodo y un amplificador operacional está destinado a sustituir al fotomultiplicador en sistemas de detección fotoeléctricos empleados en análisis de muestras, por ejemplo, en espectrometría por absorción, por emisión, por llama y en colorimetría.

Las ventajas de este sistema son las siguientes:

- campo más amplio de respuesta lineal (1 %, o menos); nueve décadas en lugar de las siete del fotomultiplicador;
- menor deriva de la sensibilidad: 0,5 % para más de seis meses, a diferencia del 1 % o del 2 % de un fotomultiplicador seleccionado;
- amplio campo de respuesta espectral (de 350 nm a 1200 nm);
- elevada resistencia a los golpes y a las vibraciones;
- sistema de alimentación de bajo coste (15 V no estabilizados).

CARACTERISTICAS PRINCIPALES

Amplificador operacional TBA222 y preamplificador con transistor de efecto de campo.
(valores típicos para $V_s = \pm 15$ V y $T_{amb} = 25°C$)

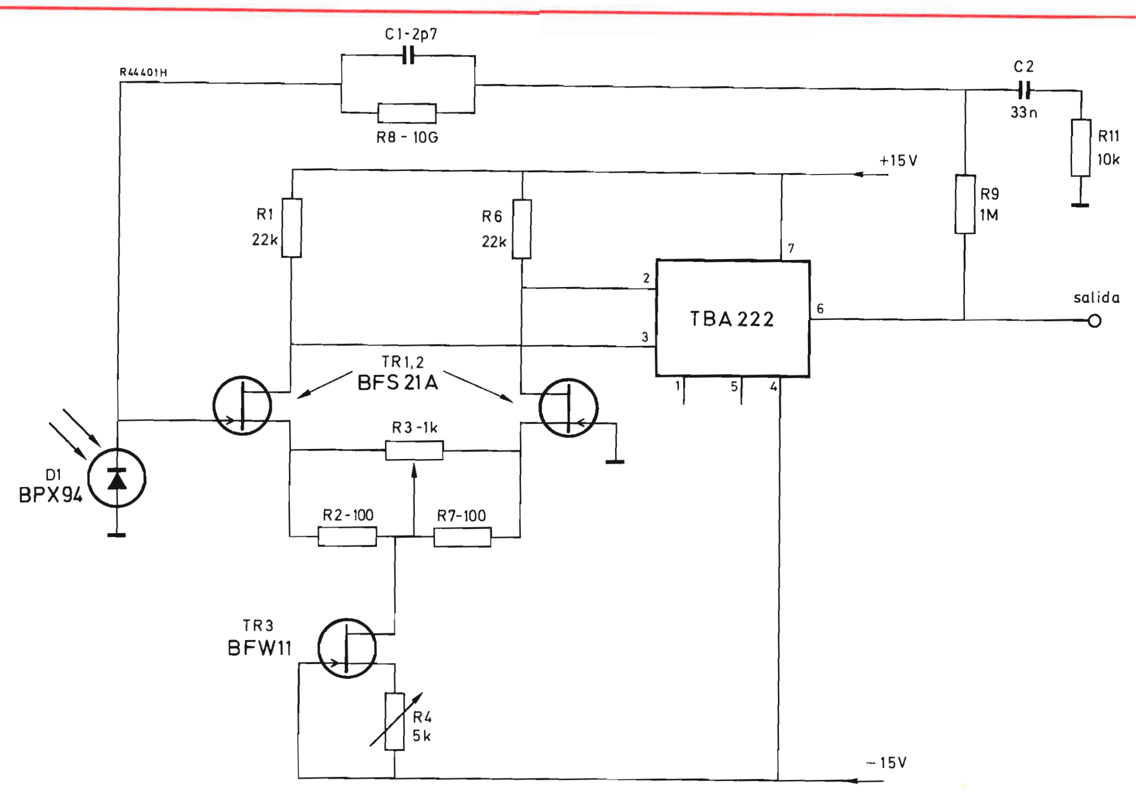
ganancia de tensión, lazo abierto	2×10^6	
impedancia de entrada	$> 10^{11}$	Ω
corriente de polarización	10	pA
excursión máxima de la tensión de salida ($R_L \geq 2$ kΩ)	±13	V
ancho de banda, ganancia unitaria	0,9	MHz

Fotodiodo BPX94

máxima tensión inversa admisible	18	V
máxima disipación de potencia admisible	300	mW
temperatura de funcionamiento	de −65 a +150	°C
máxima temperatura en la unión	+150	°C

Características (valores típicos para $T_{amb} = 25°C$)

sensibilidad a 780 nm	0,5	A/W
corriente de oscuridad para 1 V de tensión inversa (valor típico)	100	pA



Esquema del sistema de detección de radiaciones formado por el fotodiodo BPX94, un preamplificador con transistor de efecto de campo y el amplificador operacional TBA222.

Datos mecánicos

área sensible	1,2 × 1,2	mm^2
cápsula	TO-18 con ventana plana	

Sistema fotodiodo + amplificador operacional

sensibilidad a 780 nm	5×10^9 *	V/W
relación frecuencia (caída de 3 dB a la salida)	1	kHz
potencia equivalente de ruido a 780 nm, valor medio calculado en el margen de la frecuencia de 10 Hz a 1 kHz	$< 10^{-13}$	$W/Hz^{1/2}$
deriva de la salida al cabo de 24 horas a $T_{amb} = 20°C$	< 1	mV

* En el caso de que el nivel de la luz que se haya de medir sea relativamente elevado, bastará con usar un valor de amplificación inferior; esto significa que puede reducirse el valor del resistor R_S.

TRANSMISOR CON DIODO GUNN (10 GHz)

Durante muchos años se ha empleado el klystron reflex como generador de baja potencia de microondas de 3 cm para experimentos sobre la naturaleza de las radiaciones electromagnéticas. En la actualidad, treinta años después de la invención del klystron, se ha desarrollado un nuevo generador de microondas formado por un semiconductor de dos terminales: el diodo Gunn. En este artículo describimos un transmisor con diodo Gunn capaz de entregar una salida de hasta 20 mW a 10 GHz (longitud de onda = 3 cm).

INTRODUCCION

El diodo Gunn necesita una alimentacion de 7 V c.c., que se puede obtener de una batería, a diferencia del klystron reflex, el cual, por su parte, necesita –150 V c.c. (típicos) para el reflector, + 300 V para el resonador y 6,3 V para el calefactor. Por el momento los diodos Gunn son algo caros, pero un transmisor con diodo Gunn junto con su batería puede resultar mucho más barato que un klystron con su fuente de alimentación especial. Los diodos Gunn disponibles pueden entregar una potencia de salida de hasta 100 mW.

Los diodos Gunn se emplean sobre todo en sistemas de "minirradar" para embarcaciones pequeñas, en alarmas antirrobo, para contar, para medir la velocidad de circulación de vehículos, así como en otras aplicaciones en las que sea importante el tamaño pequeño, la sencillez del diseño y la posibilidad de disponer de un equipo portátil.

EL DIODO GUNN

Este diodo lleva el nombre de J. B. Gunn, el cual puso de manifiesto experimentalmente en 1963 el fenómeno denominado efecto Gunn. Los primeros dispositivos de este tipo se produjeron en 1963; al principio tenían una duración de vida bastante limitada, pero los que actualmente se producen pueden funcionar continuamente hasta 10.000 horas sin presentar síntomas de pérdida de rendimiento.

Los diodos de la serie CXY11 están formados por un diminuto disco de arseniuro de galio de tipo N montado en una cápsula de diodo para microonda cerámica y metálica normalizada, cerrada herméticamente. Las bases del disco constituyen los dos electrodos del diodo (fig. 1). El disco consta de una capa epitaxial de arseniuro de

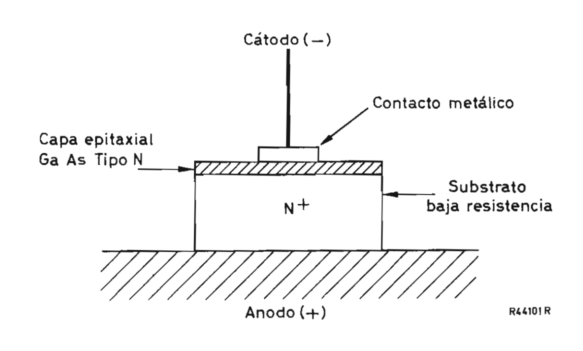


Figura 1. Estructura típica de un diodo Gunn.

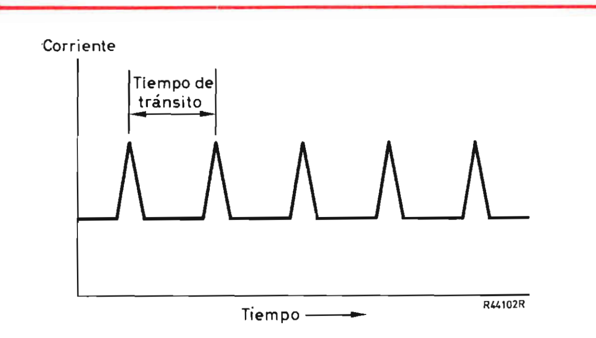


Figura 2. Corriente a través de un diodo Gunn.

galio de tipo N formada sobre un substrato de baja resistencia del mismo material. El substrato está soldado metalúrgicamente con el terminal de ánodo de la cápsula. La otra cara del disco tiene un contacto de cátodo de metal evaporado conectado por medio de un hilo dorado, con el terminal del cátodo.

Así, pues, el diodo Gunn tiene dos terminales que se denominan cátodo y ánodo. Sin embargo, a diferencia de los diodos propiamente dichos, no tiene ninguna unión PN ni puede ser empleado para rectificación. Cuando se aplica una tensión continua de 7 V de modo que el ánodo sea positivo con respecto al cátodo, la corriente que pasa es una corriente continua con impulsos superpuestos, como muestra la figura 2.

Los impulsos de corriente, que aparecen en el CXY11 a intervalos de 10^{-10} segundos, pueden ser utilizados para inducir oscilaciones en una cavidad o resonador de guía de ondas.

EL EFECTO GUNN

Este efecto es originado por zonas de campo eléctrico elevado denominadas "dominios" que circulan entre el cátodo y el ánodo. Al aplicar la alimentación, se forma en el cátodo un dominio de campo elevado y éste se desplaza rápidamente a través del cristal hacia el ánodo. Cuando el dominio llega al ánodo, se forma un nuevo dominio en el cátodo, y así sucesivamente. El tiempo de tránsito de los dominios a través de la capa epitaxial determina la frecuencia de los impulsos. Así pues, la frecuencia es inversamente proporcional al espesor de la capa. La velocidad de los dominios ha sido medida experimentalmente y se sabe que es igual a 10^{11} μm/s aproximadamente; por tanto, con una capa epitaxial de 10 μm de espesor se obtiene una frecuencia de 10 GHz ($\lambda = 3$ cm).

Como es sabido, en el diagrama de bandas de energía para materiales semiconductores las bandas de valencia y de conducción están separadas por un espacio denominado "banda prohibida". Los electrones pueden ser excitados de la banda de valencia a la banda de conducción mediante la aplicación de energía, por ejemplo, calentando el cristal o añadiendo átomos donadores. Sin embargo, este conocido fenómeno no explica el efecto Gunn. Para explicarlo hemos de examinar más detalladamente la banda de conducción. Esta banda se puede dividir en dos zonas: la banda de conducción normal y una banda "satélite" de energía más elevada. En la banda satélite, la masa efectiva de los electrones es mayor y su movilidad menor que en la banda de conducción normal (fig. 3).

En el arseniuro de galio de tipo N la mayoría de los electrones de la banda de conducción pueden ser excitados a la banda satélite aplicando un campo de unos 350 V/mm. En cuanto se ha alcanzado este campo crítico, los electrones en el cristal se vuelven más pesados y se mueven más lentamente. Esta reducción de la velocidad media ocasiona una característica de resistencia diferencial negativa (fig. 4). Para que se produzca este fenómeno, el salto de energía entre la banda de conducción normal y la satélite ha de ser considerablemente menor que el salto de energía entre las bandas de valencia y de conducción, pues de lo contrario la aplicación del campo crítico ocasionaría la transferencia de electrones a través de la banda prohibida y se produciría un aumento de la velocidad media en lugar de una disminución. Sólo se conocen algunos materiales, especialmente el arseniuro de galio y el fosfuro de galio, que poseen una estructura de bandas adecuadas.

En un conductor común, en condiciones normales, la velocidad de los electrones aumenta linealmente en función del campo aplicado (ley de Ohm). En cambio, en el arseniuro de galio de tipo N, la velocidad media aumenta al principio linealmente en función del campo (fig. 4, línea A-B) y luego, cuando se ha alcanzado el campo crítico de 350 V/mm y los electrones comienzan

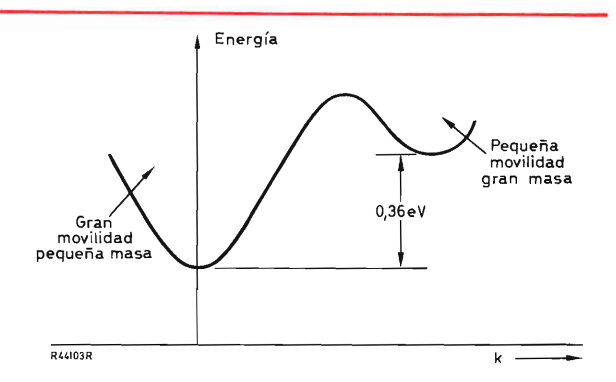


Figura 3. Diagrama de la banda de energía para Ga-As tipo N, que representa la energía en función del momento de los portadores de carga.

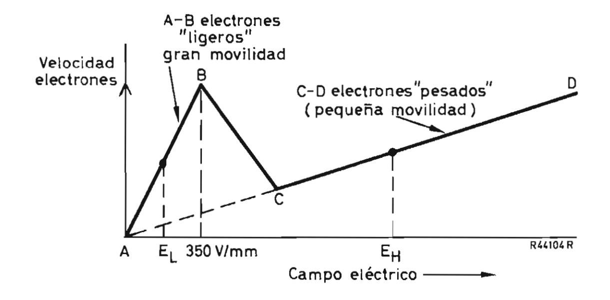


Figura 4. Velocidad de los electrones en función del campo eléctrico.

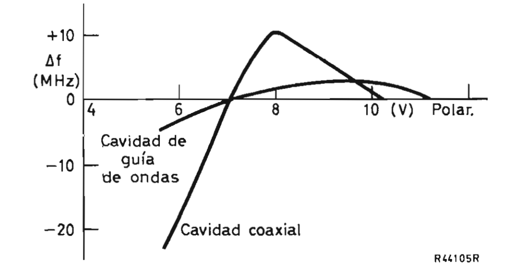


Figura 5. Frecuencia en función de la polarización para osciladores Gunn. Se aconseja $V_{b(máx)} = 7$ V.

a pasar a la banda satélite de baja movilidad, la velocidad media empieza a disminuir (punto B, en la figura). Evidentemente, si el campo continua aumentando y todos los electrones disponibles se han trasladado a la banda satélite, la velocidad aumenta de nuevo linealmente (línea C-D). Naturalmente, la zona B-C corresponde a una resistencia diferencial negativa. Sin embargo, el resultado de la aplicación de un campo de polarización al diodo Gunn no es el mismo que en el caso de dispositivos de resistencia negativa convencionales.

En la práctica, el diodo se polariza en la zona de resistencia diferencial negativa por encima del valor umbral de 350 V/mm. Muchos de los electrones que entran en el cristal por el cátodo son excitados a la banda satélite de menor movilidad. La situación en la cual se dan dos tipos de portadores simultáneamente es inestable y los electrones más ligeros se alejan más rápidamente dejando detrás una concentración de electrones pesados. De ahí se deduce que existe un aumento local en el campo eléctrico, puesto que, en la zona de resistencia negativa B-C, una caída de la velocidad media va asociada con un aumento en el campo. Además, este efecto es acumulativo, ya que un aumento en el campo origina una nueva disminución de la velocidad media. De ahí que se forme un elevado campo *EH* en el cátodo mientras en el resto del cristal el campo sea relativamente pequeño. El dominio de campo elevado (*EH*) se desplaza rápidamente a través del cristal hacia el ánodo. En cuanto el dominio llega al ánodo, la alimentación de polarización hace que el campo en el cátodo sobrepase nuevamente el umbral de 350 V/mm y se establezca un nuevo dominio. El fenómeno se repite continuamente.

Se ha dicho ya que la frecuencia de un diodo Gunn depende del espesor de la capa epitaxial. Sin embargo, es posible ajustar la frecuencia dentro de un pequeño margen variando la polarización aplicada. El valor de la sintonización electrónica posible depende de las características del montaje, siendo posible sólo una variación de pocos MHz como se indica en la fig. 5. En cambio, la sintonización mecánica es mucho más versátil; de 8 a 12 GHz constituye un valor típico para la variación del margen de sintonía.

La figura 5 da una información de tipo general; recuérdese que la máxima tensión de polarización aconsejada para el CXY11 es de 7 V.

El consumo de corriente de la alimentación de polarización varía considerablemente de un diodo a otro; un valor típico es el de 140 mA.

EL TRANSMISOR

La figura 6 representa en forma de esquema el transmisor y la forma más sencilla de receptor. La frecuencia es, aproximadamente, de 10 GHz.

El diodo Gunn CXY11 está montado a través de la guía de ondas a una distancia de λg/2 del extremo cerrado (λg = longitud de onda de la guía de ondas). Cuando se aplica la polarización, los impulsos de la corriente a través del diodo inducen ondas electromagnéticas en la guía de ondas (modo TE_{01}). El tornillo para el ajuste de la sintonía capacitiva situado a una distancia de λg/4 del extremo cerrado constituye un medio simple pero eficaz de maximizar la salida de potencia. La bocina de salida adapta la impedancia de guía a la del espacio libre.

Las dimensiones de la guía de ondas del receptor y de la bocina son idénticas a las del transmisor. El instrumento de medida de 50 μA indica la señal detectada.

En la figura 7 se indican algunas sugerencias para la construcción. Para el modelo destinado a fines experimentales se empleó hojalata, pero se puede emplear cualquier tipo de metal o plancha revestida de metal. Un modo apropiado para construir una guía de ondas consiste en utilizar un bloque de madera de 7,5 × 1,2 × × 2,4 cm a modo de guía para sostener las distintas

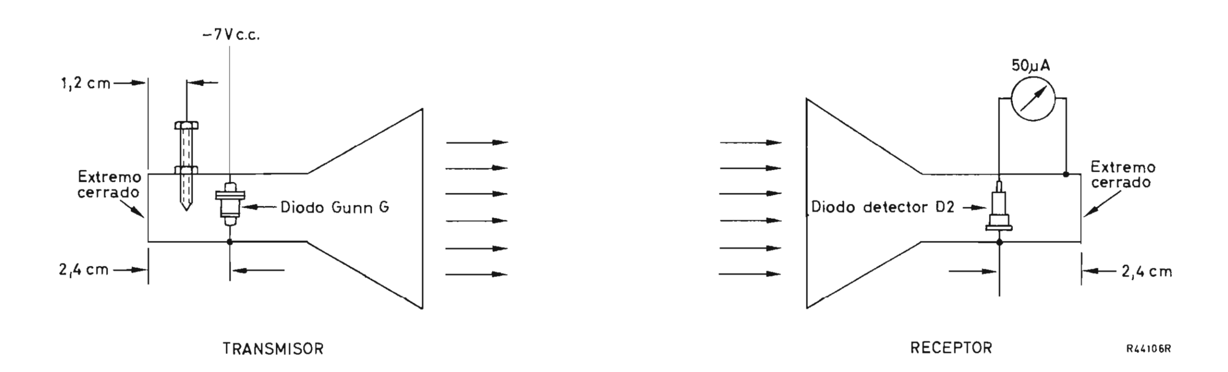


Figura 6. Esquema del transmisor y receptor básicos.

partes mientras se sueldan los bordes. El extremo del tornillo de sintonía ha de terminar en punta a fin de conseguir el ajuste más fino posible.

En el montaje y manejo del diodo Gunn se han de tomar las máximas precauciones. No se ha de soldar; se ha de colocar en su sitio a presión y procurar que la presión no sea excesiva, para evitar la rotura del diodo. Ha de tenerse presente que es pequeño y frágil. La figura 7 muestra un ejemplo de posible fijación del diodo.

El terminal de cátodo se ha de conectar siempre con el negativo de la alimentación. La alimentación de 7 V se puede obtener de una batería de 12 V (150 mA), como se indica en la figura 8. Los resistores en serie y el diodo regulador de tensión *D*1 aseguran que no se sobrepase nunca la máxima polarización aconsejada. Si la alimentación se conecta de modo incorrecto, pueden dañarse tanto el diodo regulador de tensión como el diodo Gunn; el diodo *D*3 sirve para evitar que esto ocurra. El diodo *D*1 compensa también los cambios de la tensión de la batería proporcionando una potencia de salida de microonda y una frecuencia estables durante el tiempo de vida útil de la batería.

En el montaje práctico que se representa en la figura 7, se han incorporado una inductancia en serie y una capacidad en paralelo para evitar la pérdida de potencia de microonda a través del circuito de la fuente de alimentación. Estos componentes reactivos se obtienen por medio de una placa metálica que está aislada de la guía de ondas por una lámina de mica que constituye el dieléctrico del condensador.

AMPLIACION DEL MARGEN

Cuando se emplea el diodo Gunn de mínima potencia (CXY11A), el sencillo aparato de la figura 6 sólo resulta adecuado si la distancia entre el transmisor y el receptor es inferior a unos dos metros. Esta distancia se puede aumentar utilizando el tipo CXY11B o el CXY11C de mayor potencia. Sin embargo, si se emplea un sencillo amplificador de c.c. en el receptor, el margen útil para hacer las medidas de campo puede aumentarse hasta unos 20 metros. En la figura 9 se representa un amplificador de c.c. adecuado.

Este circuito corresponde a un amplificador operacional que emplea el par de transistores BCY55. El par BCY55 (*TR*1a y *TR*1b) se suministra montado en un bloque de material de baja resistencia térmica que asegura igualdad de temperatura para ambos transistores. Los parámetros de los dos transistores están apareados. Este apareamiento y montaje, junto con el método diferencial de conexión, minimiza los efectos de desviación nula. El BCY55 debe estar protegido contra corrientes de aire y de componentes próximos (que pueden estar por encima de la temperatura ambiente).

La fuente de alimentación es una batería de 12 V con divisor de potencial formado por *R*5 y *R*6. Esto proporciona las líneas de +4,8 V y −7,2 V indicadas (ambas con referencia a la línea de base de 0 V del BCY55).

Las salidas del par BCY55 están adaptadas al instrumento de medida de 1 mA por medio de dos etapas de seguidor de emisor (*TR*2 y *TR*3). Si la distancia entre transmisor y receptor es grande, se puede emplear un instrumento de medida de 50 μA. Alternativamente se puede situar un resistor variable (por ejemplo, de 20 kΩ) en serie con el instrumento de medida de 50 μA y utilizarlo para ajustar la sensibilidad. Sin embargo, cabe señalar que la ganancia del circuito disminuye al aumentar la resistencia del instrumento de medida. Con un instrumento de medida de 1 mA de 10 Ω de resistencia, la tensión de entrada para la desviación total es de 30 mV. Con un instrumento de medida de 50 μA de 220 Ω de resistencia la entrada correspondiente es de 34 mV. También se ha de señalar que las consecuencias

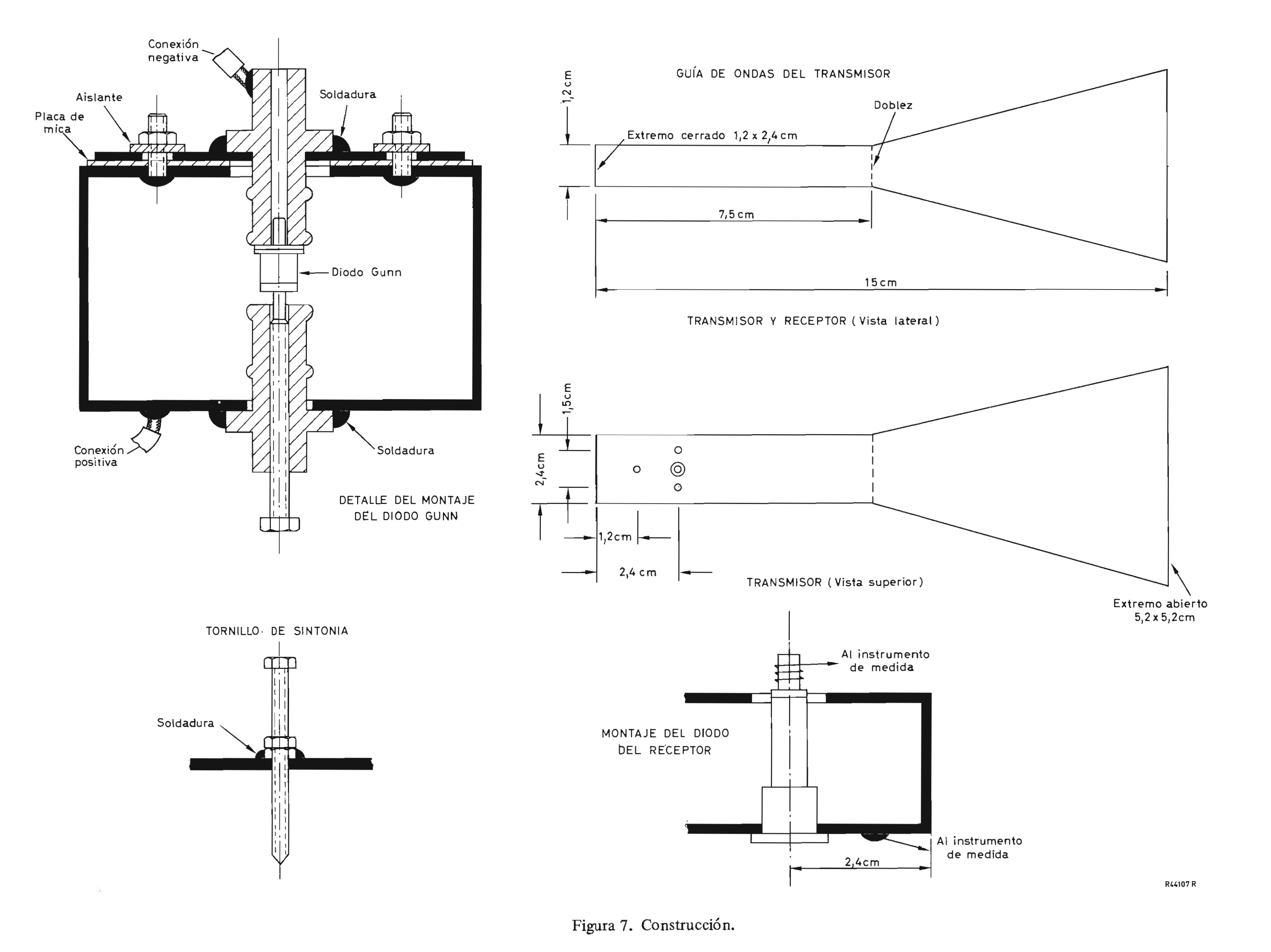


Figura 7. Construcción.

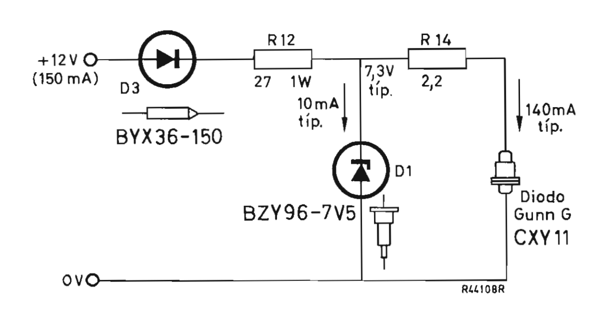


Figura 8. Fuente de alimentación para el diodo Gunn.

de la desviación nula serán más importantes para un instrumento de medida de 50 μA que para otro de 1 mA.

MODULACION

Se pueden hacer mediciones cualitativas en distancias de transmisión mayores si la salida del transmisor se modula con baja frecuencia y si se utiliza un amplificador de c.a. en el receptor. En la figura 10 se representa un sencillo modulador de onda cuadrada. El multivibrador de 1 kHz, *TR*4 y *TR*5, excita la base de *TR*7 a través del seguidor de emisor *TR*6. Los impulsos negativos en la base de *TR*7 lo cortan interrumpiendo periódicamente la alimentación de 7 V del diodo Gunn.

Con la mayor parte de los diodos es posible obtener de dos a diez veces la potencia de salida de pico obtenida por modulación, como representa la figura 10, excitando con tensiones de impulsos de hasta 30 V. Algunos diodos no soportan estas tensiones de excitación y tienden a la ruptura para tensiones superiores a unos 15 V. Por el momento no se puede garantizar la duración de vida si se opera con más de 7 V, y esta información sólo se da por el interés teórico que tiene.

En el extremo de recepción se ha de poder escuchar el tono de 1 kHz empleando casi cualquier tipo de amplificador de baja frecuencia. Las conexiones del diodo detector se pueden aplicar a través de los terminales de entrada del amplificador a través de un condensador (resulta apropiado 1 μF). De este modo se pueden hacer medidas cualitativas (p. ej., presencia, ausencia e intensidad de la señal).

MEDIDA DE LONGITUD DE ONDA

La figura 11 representa un método muy sencillo para medir la longitud de onda en espacio libre λ_0 utilizando ondas estacionarias.

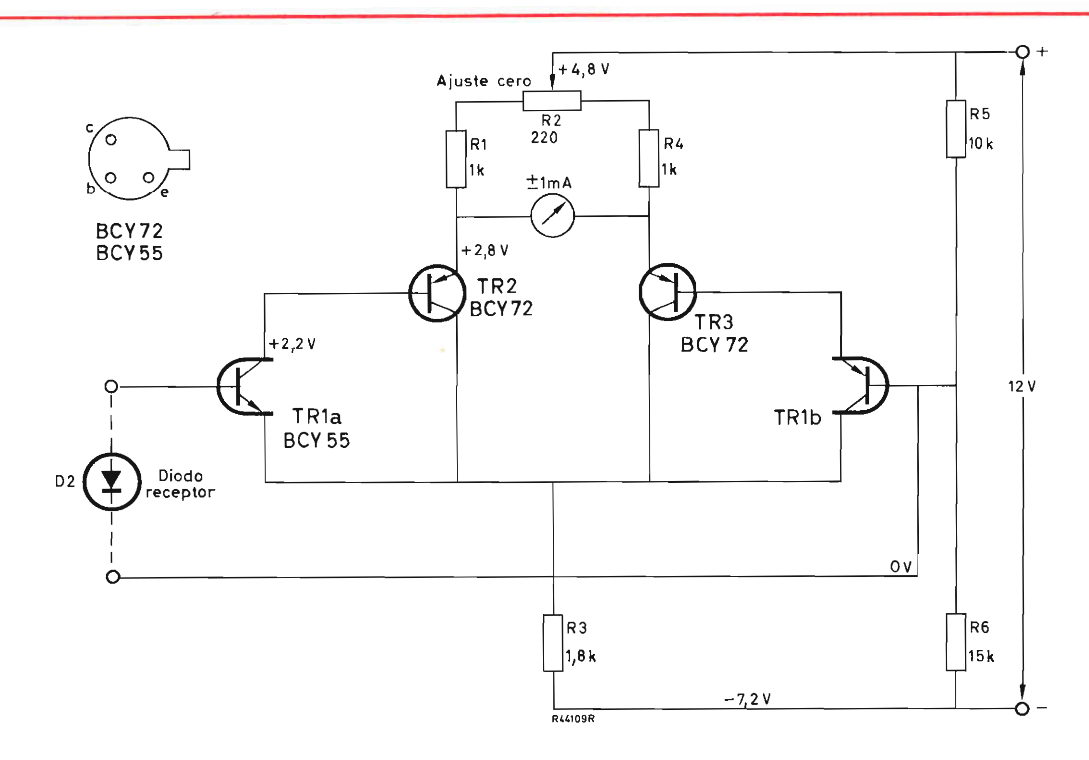


Figura 9. Amplificador de c.c. para el receptor.

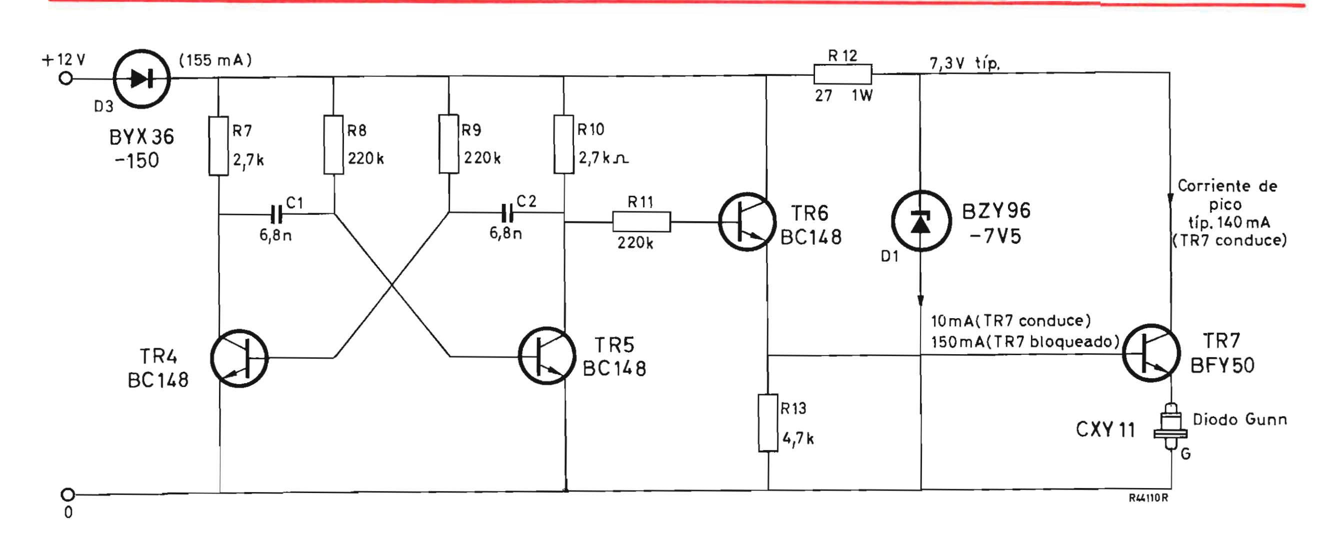


Figura 10. Sencillo modulador de 1 kHz para el diodo Gunn.

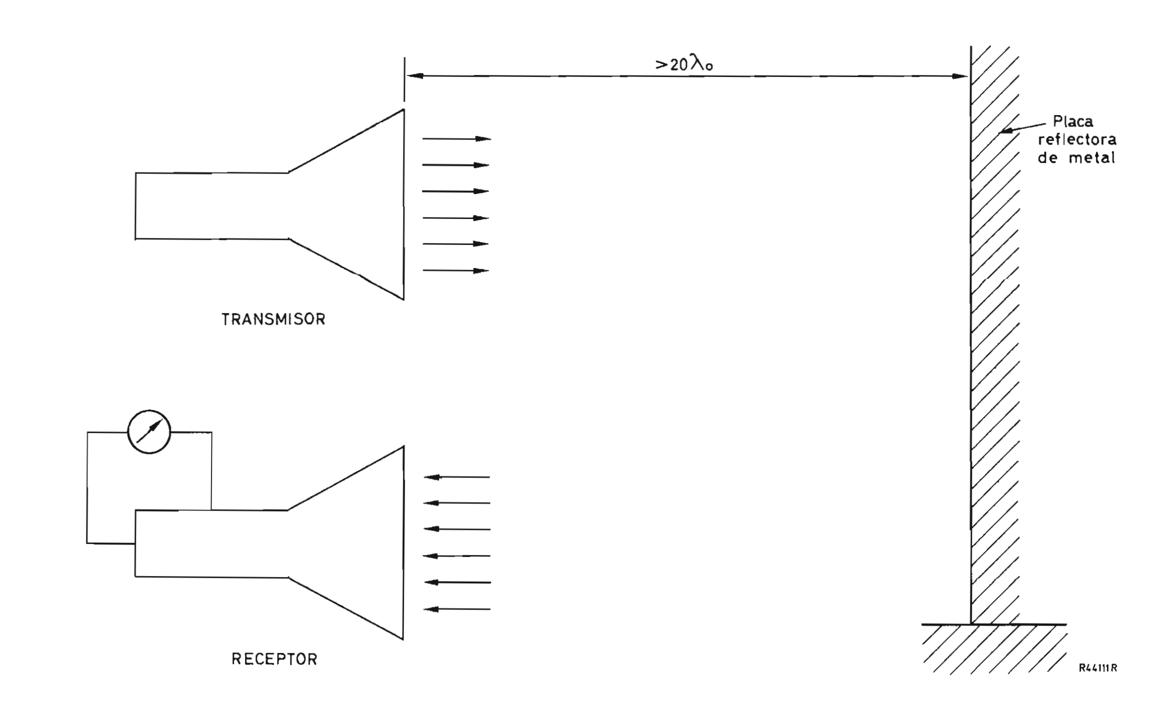


Figura 11. Medida de λ_0.

El transmisor y el receptor se sitúan uno al lado de otro a una distancia superior a 20 longitudes de onda de un reflector metálico. El reflector se desplaza lentamente hacia la derecha (o izquierda) hasta que se observa un máximo (o un mínimo) de desviación en el receptor. Esta posición del reflector se anota y se mueve de nuevo el reflector en el mismo sentido que antes, hasta que se obtiene otro máximo (o mínimo). La distancia que se ha desplazado el reflector para el ajuste máximo (o mínimo) es igual a media longitud de onda.

Este método puede proporcionar resultados satisfactorios si la distancia entre el transmisor y el receptor es grande. De no ser así, la longitud de onda calculada se encontrará entre la longitud de onda de la guía de ondas ($\lambda_g \simeq 4$ cm) y la longitud de onda en espacio libre ($\lambda_0 \simeq 3$ cm).

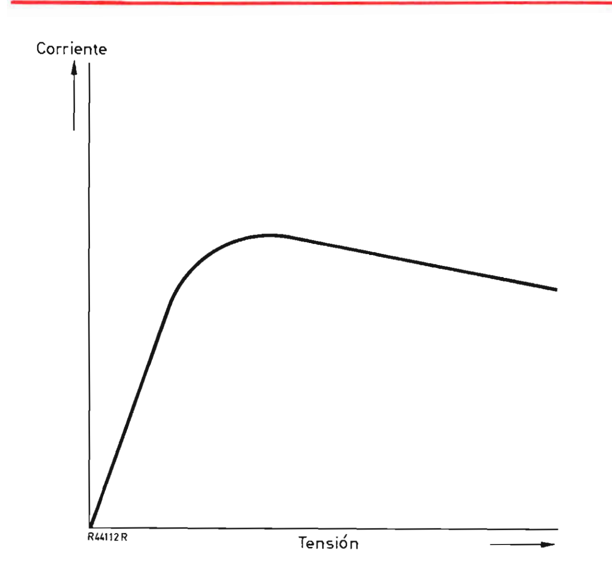


Figura 12. Característica de c.c.

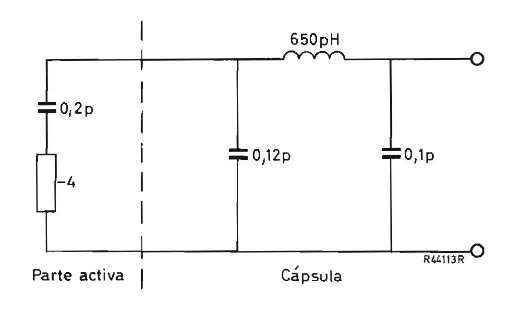


Figura 13. Circuito equivalente del diodo Gunn.

OBSERVACIONES SOBRE LOS DIODOS GUNN

Para información general, a continuación damos los siguientes datos:

1) La figura 12 muestra las características c.c. de un diodo Gunn.
2) El circuito equivalente del diodo y su cápsula se representan en la figura 13. Las condiciones generales del circuito aplicado para conseguir la salida de potencia y frecuencia deseadas son:
   a) La reactancia en serie presentada a los terminales del diodo Gunn ha de estar en resonancia con la reactancia vista en el diodo.
   b) La resistencia en serie presentada a los terminales del diodo Gunn ha de ser igual o menor que el módulo de la resistencia negativa vista en el diodo a la frecuencia deseada.
   c) La resistencia en serie presentada a los terminales del diodo Gunn ha de ser más elevada que el módulo de la resistencia negativa vista en el diodo para todas las demás frecuencias de resonancia posibles.
3) La figura 14 muestra la salida de potencia en función de la polarización.
4) Es posible fijar la inyección de un oscilador Gunn con una señal de referencia. El margen de fijación $\Delta f/f$ obtenible viene dado por

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{1}{2Q_L}\sqrt{\left(\frac{P_i}{P_0}\right)}$$

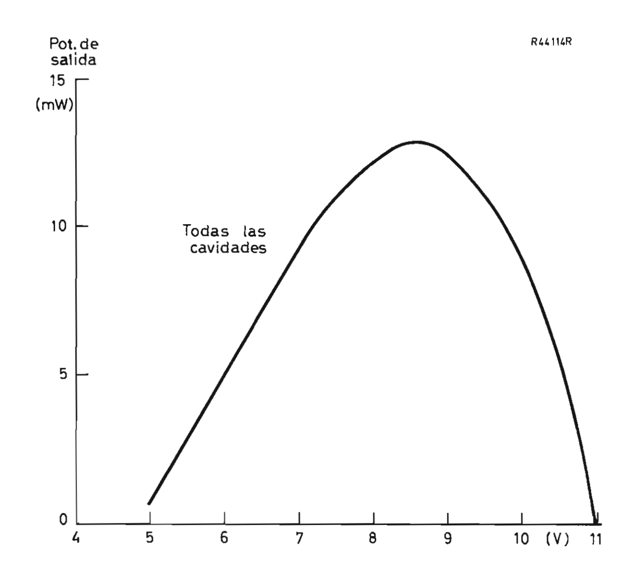


Figura 14. Salida de potencia en función de la polarización en los osciladores Gunn. Se aconseja $V_{b(máx)} = 7$ V.

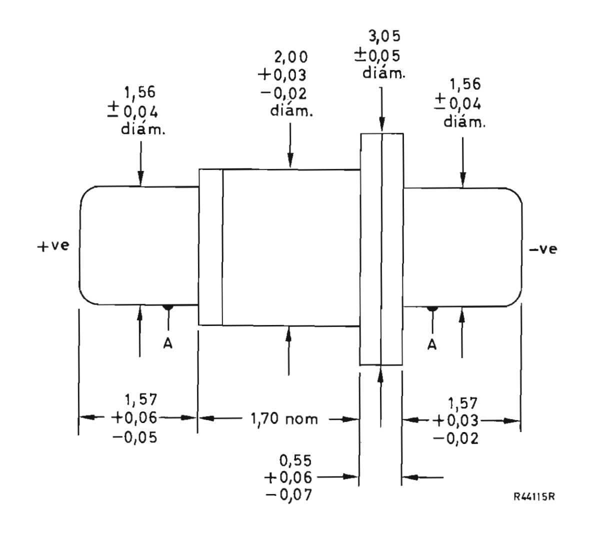


Figura 15. Dimensiones en milímetros del diodo CXY11.

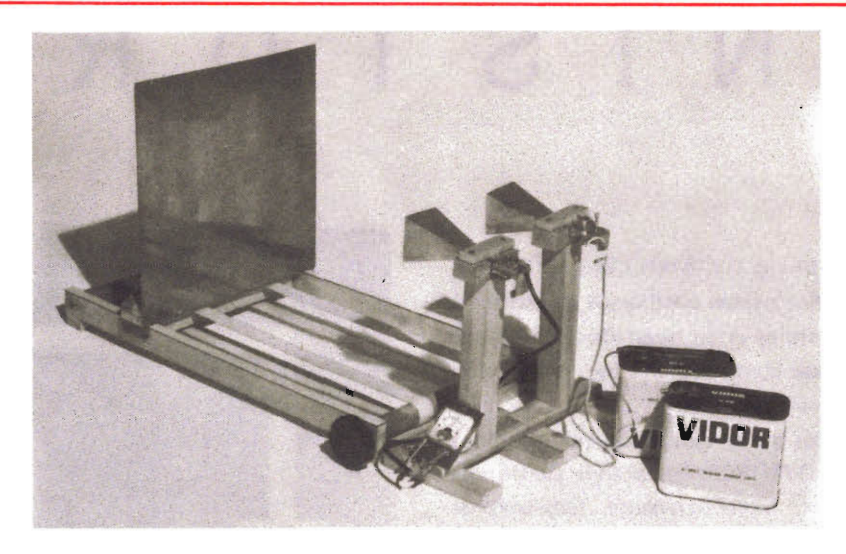


Figura 16. Fotografía del prototipo para fines experimentales.

donde Q_L = oscilador cargado Q
P_0 = potencia de salida
P_i = potencia de la señal inyectada.

5) Resumen de datos del CXY11 (T_{amb} = 25°C, si no se indica lo contrario)

$V_{máx}$	7,0 V
$P_{tot\ máx}$ (T_{pin} = 35°C)	1,0 W
Temperatura $T_{stg\ máx}$	175°C

		mín.	típ.	máx.	
I_{cc} (a V = 7,0 V)		–	140	–	mA
Frecuencia		8,0	–	12	GHz
P_{out}	CXY11A	5,0	8,0	–	mW
	CXY11B	10	12	–	mW
	CXY11C	15	20	–	mW

LISTA DE COMPONENTES

En el prototipo, para fines experimentales, se han empleado los siguientes componentes:

Circuito básico

G	CXY11A
	ó CXY11B
	ó CXY11C
D1	diodo regulador de tensión BZY96-7V5
D3	BYX36-150
	ó BYX10
R12	33 Ω ±20 %, 1 W mín.
D2	diodo para microondas 1N21B
R14	2,2 Ω ±5 %, 0,5 W

Amplificador c.c. del receptor (fig. 9)

R1, R4	1 kΩ, ±5 %, 0,5 W
R2	220 Ω carbón, ajustable
R3	1,8 kΩ, ±5 %, 0,5 W
R5	10 kΩ, ±5 %, 0,5 W
R6	15 kΩ, ±5 %, 0,5 W
D2	1N21B
TR1	par de transistores BCY55
TR2, TR3	transistor BCY72
	ó BCY70
	ó BCY71
	ó BCY71A
	ó BFX12
	ó BFX13

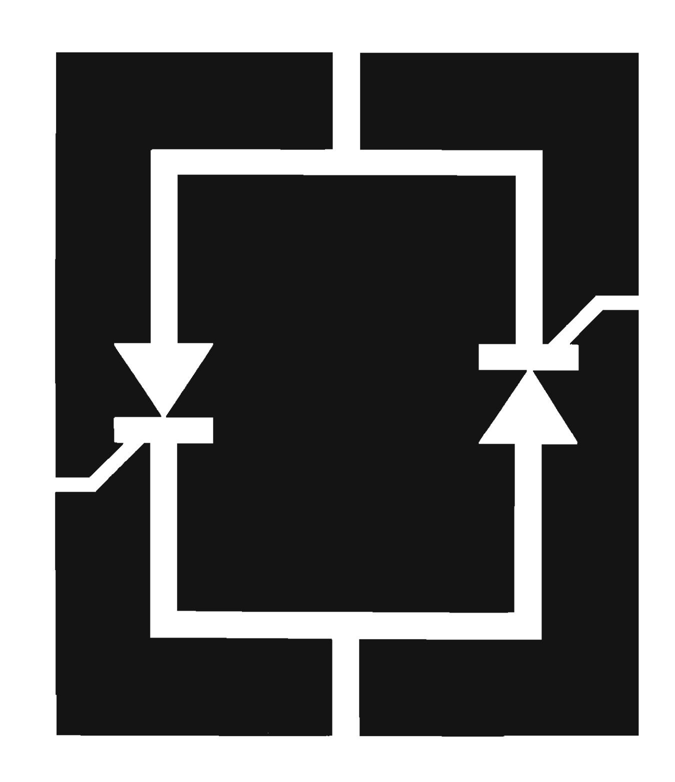
Circuito modulador (fig. 10)

R7, R10	2,7 kΩ, ±10 %, 0,5 W
R8,R9,R11	220 kΩ, ±10 %, 0,5 W
R12	33 Ω, ±20 %, 1 W mín.
R13	4,7 kΩ, ±10 %, 0,5 W
TR4,TR5,TR6	transistores BC148
	ó BC147
	ó BC149
TR7	transistor BFY50
C1, C2	6,8 nF
G	CXY11
D1	BZY96-7V5
D3	BXY36-150 ó BYX10

I G N I S T O R E S

Estos nuevos dispositivos contienen dos tiristores conectados en antiparalelo y están destinados a sustituir a los ignitrones. Los tiristores están montados entre radiadores de calor por agua cuyas cámaras de refrigeración pueden estar unidas en serie.

Cada una de las tres series designadas por los tipos OTH500, OTH800 y OTH1200, comprende cuatro ejecuciones que soportan, respectivamente, tensiones de pico inversas repetitivas de 800, 1000, 1200 y 1400 V. Con el agua de enfriamiento a 40 °C y una circulación de 4 litros por minuto son admisibles corrientes de 500, 800 y 1200 A. Son tolerables picos de corriente no repetitivos de 3000, 5000 y 7000 A de una duración máxima de 10 ms para una temperatura de unión de 125 °C. Después del encendido, la velocidad de subida de la corriente puede alcanzar los 75 A/μs para el tipo OTH500 y los 100 A/us para los tipos OTH800 y OTH1200. El autoencendido se evita hasta subidas de tensión de 300 V/μs.



Número de tipo		V_{DRM}	VALORES MAXIMOS $I_{T(RMS)}$ $T_{water}=40$ °C	I_{TSM} t = 10 ms	I^2t t = 10 ms	$\frac{dI_T}{dt}$ $\frac{dV_D}{dt}$	CARACTERISTICAS I_H $T_j=25$ °C	I_L $T_j=25$ °C	I_{GT} V_{GT}
OTH500	– 800 –1000 –1200 –1400	800 V 1000 V 1200 V 1400 V	**500 A**	3600 A	64 400 A²s	75 A/μs 300 V/μs	100 mA	200 mA	> 400 mA > 3 V
OTH800	– 800 –1000 –1200 –1400	800 V 1000 V 1200 V 1400 V	**800 A**	5000 A	125 000 A²s	100 A/μs 300 V/μs	100 mA	140 mA	> 150 mA > 3 V
OTH1200	– 800 –1000 –1200 –1400	800 V 1000 V 1200 V 1400 V	**1200 A**	7000 A	245 000 A²s	100 A/μs 300 V/μs	500 mA	300 mA	> 400 mA > 4 V

OSCILADOR DE MICROONDAS DE ESTADO SOLIDO (1 GHz)

Este circuito constituye un generador experimental de microondas de bajo coste.

La salida puede ser aplicada a una línea de transmisión, a una guía de ondas o a una antena. Así se puede comprobar la relación entre la longitud de onda y la frecuencia, y se pueden estudiar las ondas estacionarias. Además este oscilador puede ser empleado como transmisor de pequeño alcance que permite demostrar los principios de las antenas, de la propagación, de la reflexión y de la recepción. El prototipo dio una salida de unos 80 mW para 1 GHz (longitud de onda, 30 cm). El ajuste de frecuencia incorporado permite un margen de 800 MHz a 1,2 GHz. Los resultados reales que se obtengan dependerán de las características del transistor empleado y de la construcción del equipo.

Además del oscilador, se describe un sencillo circuito de modulación. Este circuito interrumpe la fuente de alimentación a una frecuencia de 400 Hz. Así pues, las señales radiadas una vez detectadas y amplificadas se pueden oír en un altavoz. La unidad se puede alimentar por medio de una batería de 12 voltios y, por consiguiente, es fácil de transportar.

DESCRIPCION DEL CIRCUITO

El circuito emplea un transistor planar de silicio BFY90. Los componentes *L*1 y *C*2 constituyen un circuito sintonizado en serie; *C*2 es el ajuste de frecuencia. El circuito sintonizado constituye la carga de colector para *TR*1. Para 1 GHz se necesita un valor muy pequeño de inductancia que puede obtenerse por medio de una pieza de cobre de 2,5 × 1,2 cm y 0,7 mm de espesor. La realimentación positiva necesaria para oscilación continua se obtiene por medio de la capacidad propia entre colector y emisor. También existe cierta realimentación entre los terminales de conexión. El condensador *C*1 deriva parte de la señal de realimentación, y es necesario porque si esta señal se hace demasiado grande se producen oscilaciones espurias en frecuencias mal definidas. El oscilador está totalmente encerrado en una caja de cobre para reducir los efectos de capacidad parásita.

A fin de proporcionar un contenido de baja frecuencia en la salida del oscilador, la alimentación c.c. al colector de *TR*1 se interrumpe a una frecuencia de 400 Hz. La conmutación la proporciona el transistor *TR*4, excitado por un multivibrador (*TR*2 y *TR*3).

FUENTE DE ALIMENTACION

La unidad requiere una alimentación de c.c. de 12 voltios filtrada. El prototipo funcionó correctamente también con 6 voltios con una potencia de salida bastante reducida. El consumo total de corriente es de 70 mA aproximadamente.

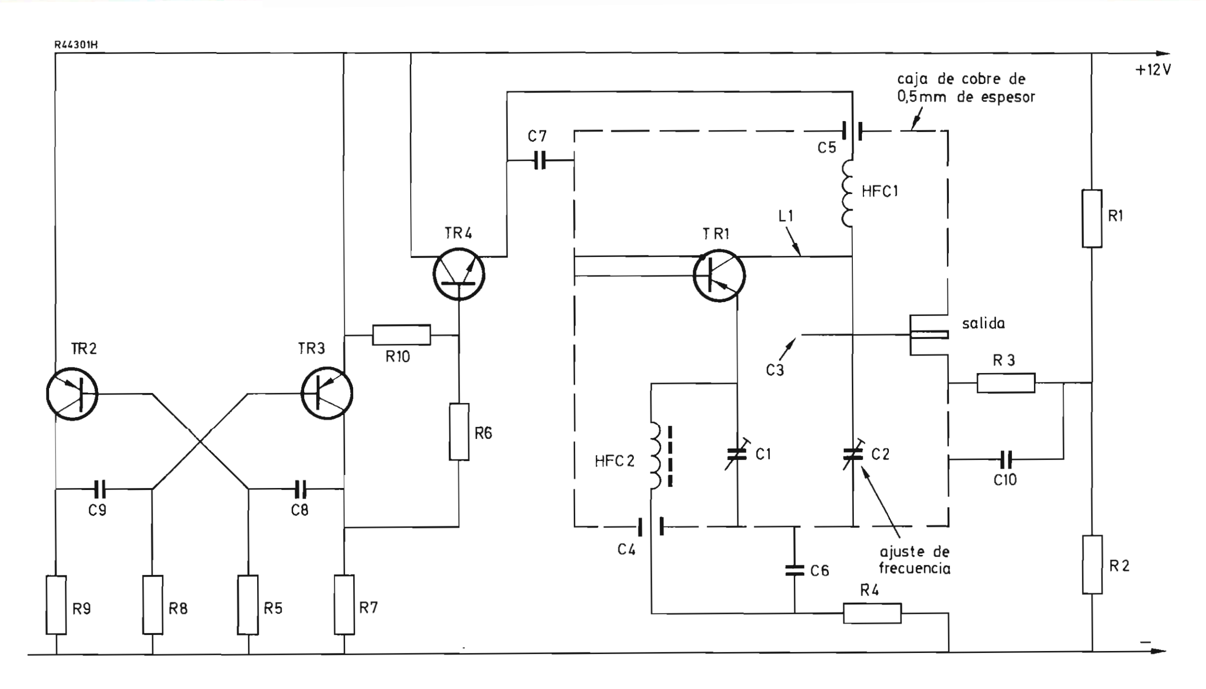


Figura 1. Esquema del circuito

CONSTRUCCION

En la construcción de este equipo han de tenerse en cuenta ciertos detalles críticos y, para ello, es preciso seguir las instrucciones de construcción. Es importante que los terminales en el interior del oscilador sean lo más cortos posible. En este aspecto, deben tomarse medidas para que no se caliente el transistor cuando se sueldan sus terminales.

La distribución de los componentes fuera de la caja de cobre no tiene importancia, pero se incluyen algunos detalles para mayor comodidad. El transistor *TR*4 se ha de montar en un radiador que puede ser una pieza de aluminio de 1,5 mm de espesor.

Las figuras 2, 3 y 4 muestran detalles de la construcción.

LISTA DE COMPONENTES

R1	200 Ω ±20 %, 1 W, bobinado o carbón
R2	47 Ω ±20 %, 1 W, bobinado o carbón
R3	560 Ω ±20 %, 1/8 W, carbón
R4	100 Ω ±20 %, 1/8 W, carbón
R5	47 kΩ ±20 %, 1/8 W, carbón
R6	1 kΩ ±20 %, 1/8 W, carbón
R7	1 kΩ ±20 %, 1/8 W, carbón
R8	47 kΩ ±20 %, 1/8 W, carbón
R9	1 kΩ ±20 %, 1/8 W, carbón
R10	470 Ω ±20 %, 1/8 W, carbón

C1	1-3 pF, trimmer cerámico tubular
C2	1-3 pF, trimmer cerámico tubular
C4	1000 pF, ±20 % tipo "pasamuros"
C5	1000 pF, ±20 % tipo "pasamuros"
C6	0,22 μF, ±20 %
C7	0,001 μF, ±20 %
C8	0,1 μF, ±20 %
C9	0,1 μF, ±20 %
C10	0,22 μF, ±20 %

(todos los condensadores son de baja tensión, tipo miniatura)

HFC1	12 espiras de 0,3 cm de hilo de cobre esmaltado de 0,4 mm de diámetro, espiras juntas
HFC2	1 espira de hilo de cobre esmaltado de 0,4 mm de diámetro arrollada a una cuenta de ferroxcube
TR1	BFX89, BFY90
TR2, TR3	AC188
TR4	BFY50, BFY51, BFY52

zócalo coaxial

L1	lámina de cobre de 0,7 mm de espesor, 2,5 X 1,2 cm
C3	lámina de cobre de 0,7 mm de espesor, 1,2 X 1 cm

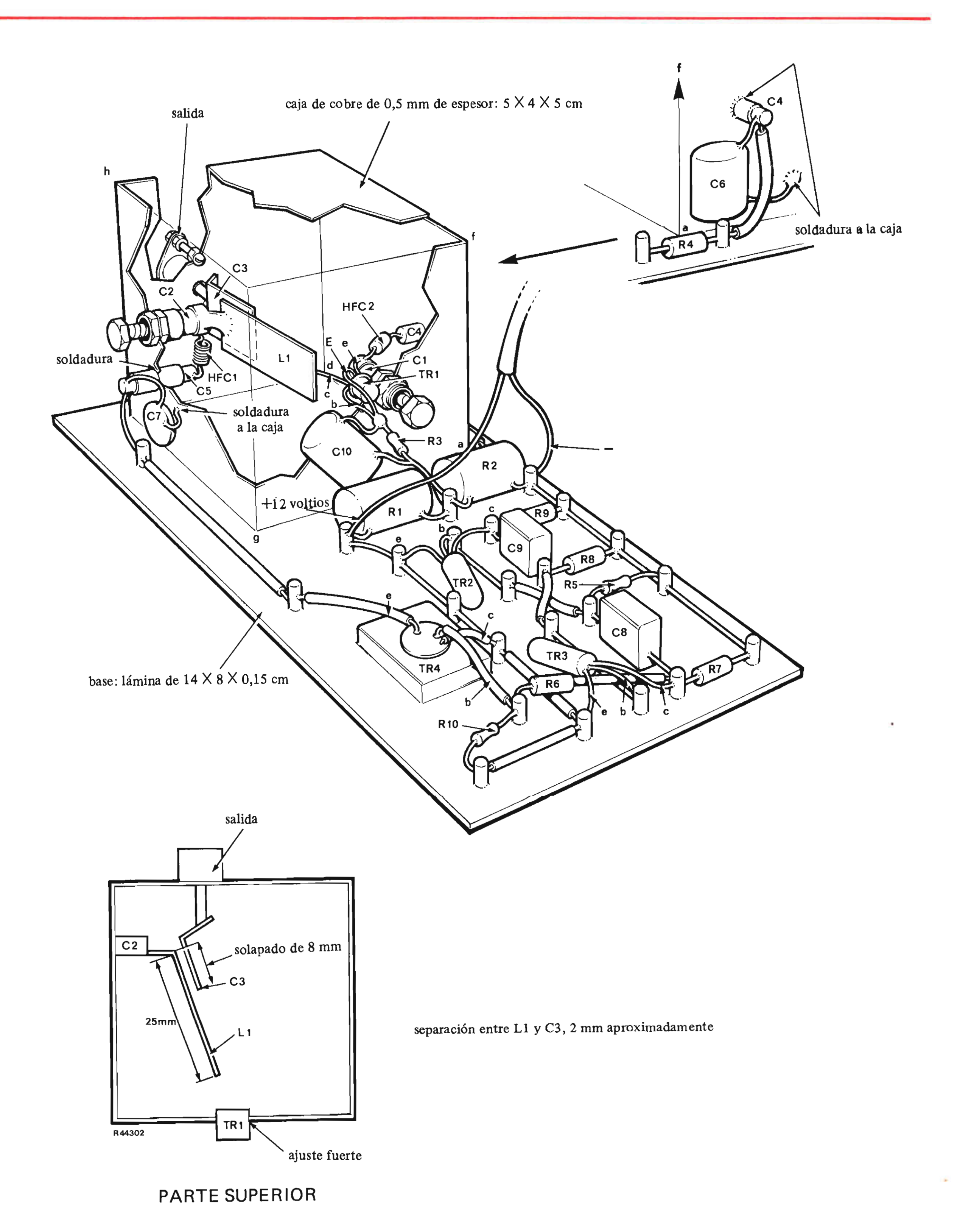

caja de cobre de 0,5 mm de espesor: 5 X 4 X 5 cm
salida
h
f
C3
C2
HFC2
C4
E
e
d
c
b
L1
C1
TR1
soldadura
HFC1
C5
C7
soldadura
a la caja
C10
R3
a
R2
+12 voltios
R1
R9
C9
R8
R5
TR2
C8
TR3
TR4
R7
R6
R10
g
base: lámina de 14 X 8 X 0,15 cm
C6
R4
soldadura a la caja
salida
C2
solapado de 8 mm
C3
25mm
L1
TR1
R44302
ajuste fuerte
separación entre L1 y C3, 2 mm aproximadamente
PARTE SUPERIOR

Figura 2

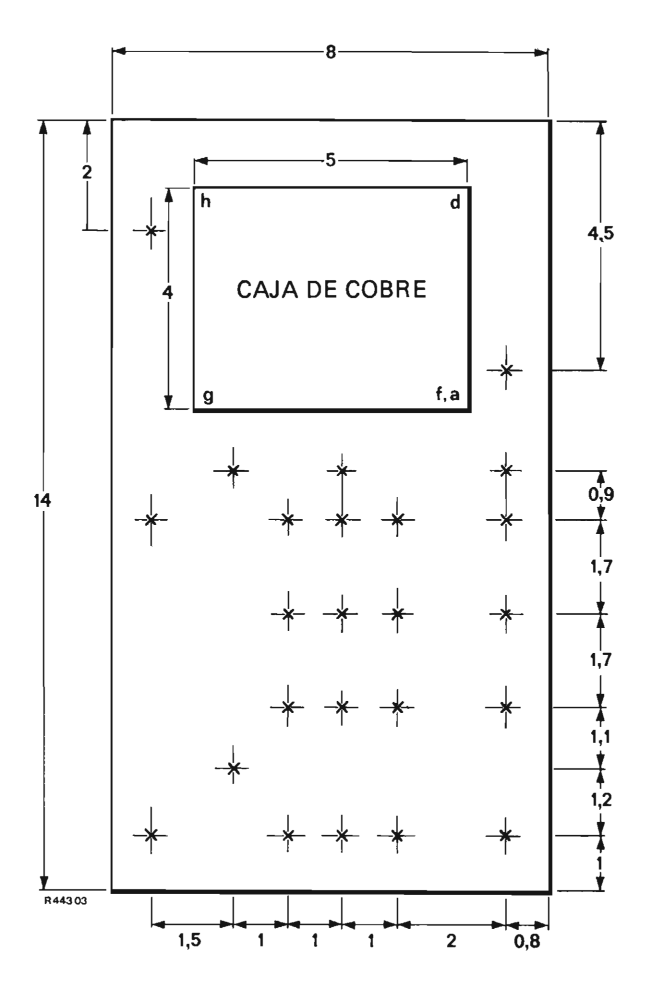


Figura 3

Todas las dimensiones en centímetros

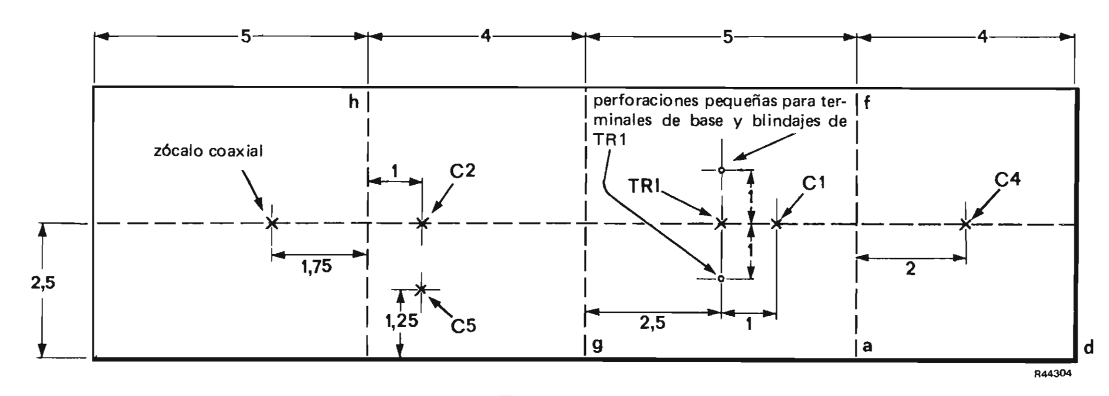


Figura 4

SINTONIZACION DE LA SALIDA

La figura 5 indica una terminación adecuada que permite ajustar la frecuencia de salida al valor deseado. La línea de transmisión cortocircuitada origina una onda estacionaria cuyas posiciones de nodo y antinodo pueden ser detectadas; a partir de estas posiciones se puede determinar la frecuencia. La figura 6 representa un dispositivo detector adecuado. Las posiciones de antinodo se indican por las lecturas máximas del miliamperímetro, y las posiciones de nodo, por las mínimas. (La relación entre la lectura máxima y la mínima es la "relación de ondas estacionarias" que teóricamente es infinita en esta situación.) La distancia entre un nodo y un antinodo adyacente es igual a un cuarto de longitud de onda.

Puede ocurrir que debido a oscilaciones parásitas no queden bien definidas las posiciones de máximo y mínimo. Esto se puede corregir ajustando *C*1.

La figura 7 representa un dispositivo receptor que se puede emplear en lugar del representado en la figura 6. Entrega una salida de sonido máxima (400 Hz) cuando la bobina del detector está junto a un antinodo.

Los receptores representados en las figuras 6 y 7 se pueden emplear para detectar ondas radiadas por antenas y para otros experimentos similares.

ANTENAS

La salida del oscilador puede ser aplicada a una antena o a una guía de ondas. La línea cortocircuitada representada en la figura 5 radiará en distancias cortas, especialmente si se suprime el cortocircuito y se aumenta la separación de las líneas.

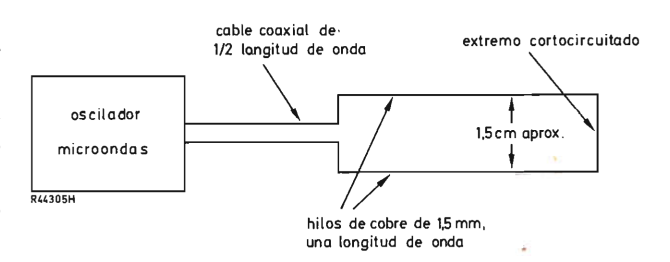


Figura 5

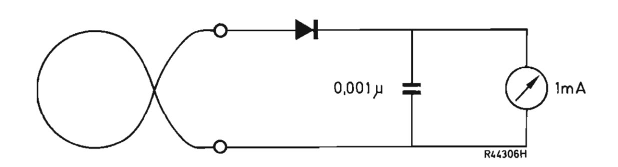


Figura 6

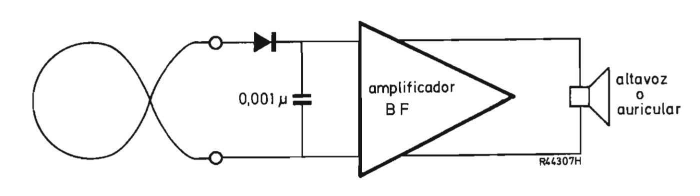
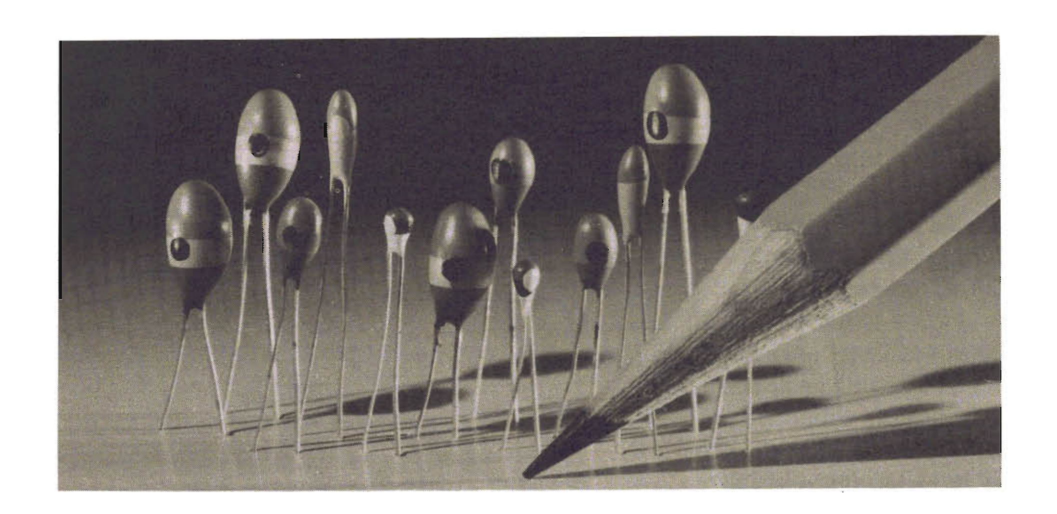


Figura 7

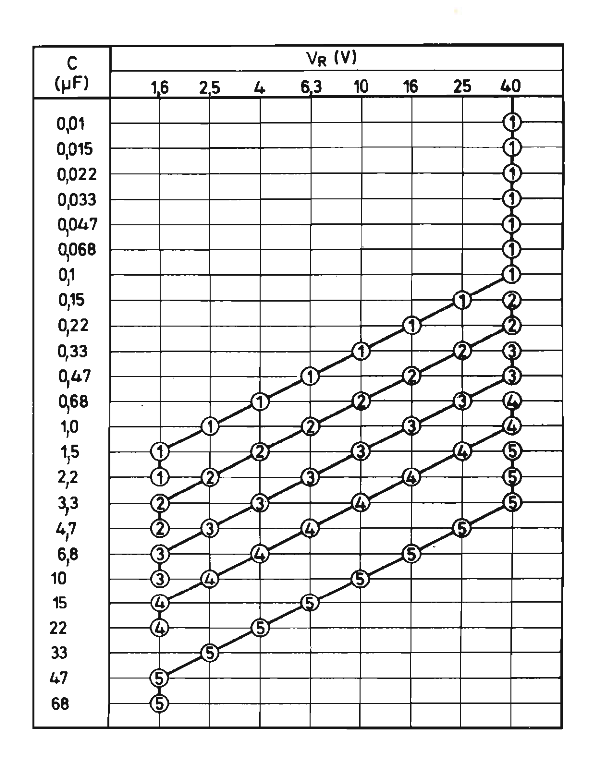


CONDENSADORES ELECTROLÍTICOS DE TÁNTALO

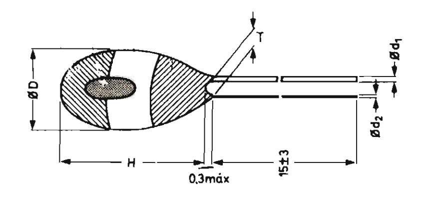
Estos condensadores han sido especialmente diseñados para aplicaciones que exigen dimensiones extraordinariamente reducidas y al propio tiempo una gran estabilidad y fiabilidad, por ejemplo, audífonos, relojes electrónicos, sistemas de vigilancia y numeración, etc.

Tienen forma de perla y constan de ánodo sinterizado, óxido de tántalo como dieléctrico y un cátodo sólido. Está recubierto con resina sintética. Los terminales están a un mismo lado, el de ánodo es más grueso y está dorado. Además en el condensador hay un punto de color y cuando este punto se ve con los terminales hacia abajo, el ánodo se encuentra a la derecha del punto.

Margen de capacidad nominal	0,01 a 68 µF
Tolerancia en capacidad nominal	-20/+20 %
Margen de tensión nominal (V_R)	1,6 a 40 V
Margen de temperatura	-55 a +85 ºC
Grado de humedad	
455 IEC68	21 días
H5 DEF5011	21 días
FPF DIN 40040	



C (µF)	V_R (V) 1,6	2,5	4	6,3	10	16	25	40
0,01								1
0,015								1
0,022								1
0,033								1
0,047								1
0,068								1
0,1								1
0,15							1	2
0,22						1		2
0,33					1		2	3
0,47				1		2		3
0,68			1		2		3	4
1,0		1		2		3		4
1,5	1		2		3		4	5
2,2	1	2		3		4		5
3,3	2		3		4			5
4,7	2	3		4			5	
6,8	3		4			5		
10	3	4			5			
15	4			5				
22	4		5					
33		5						
47	5							
68	5							



Tamaño	Dmáx (mm)	Hmáx (mm)	T ± 0,3 (mm)	d_1 ± 0,05 (mm)	d_2 ± 0,03 (mm)
1	2	2,7	1	0,3	0,2
2	2	4	1	0,3	0,2
3	2	6	1	0,3	0,2
4	3,2	4,5	1,1	0,3	0,2
5	4	7,5	1,2	0,3	0,2



APLICACIONES de la SERIE 30

La serie FZ/30 consta de una gama ideal de componentes lógicos que comprende las funciones y biestables usuales, junto con los elementos de acoplamiento esenciales para una fácil adaptación de equipos periféricos realizados con esta serie, a equipos realizados con las series FJ(TTL) y FC(DTL) y se completa con elementos híbridos indispensables en todo sistema, tales como temporizadores, amplificadores de potencia y fuente de alimentación.

ELEVADA INMUNIDAD ESTATICA A RUIDO

Inmunidad estática a ruido de 5 V, para alimentación de 12 V, y de 8 V, para alimentación de 15 V. Estos valores son sumamente significativos si se comparan con los de otras series, y destacan la necesidad de utilizar la serie 30 en equipos en los que se esperan niveles importantes de ruidos.

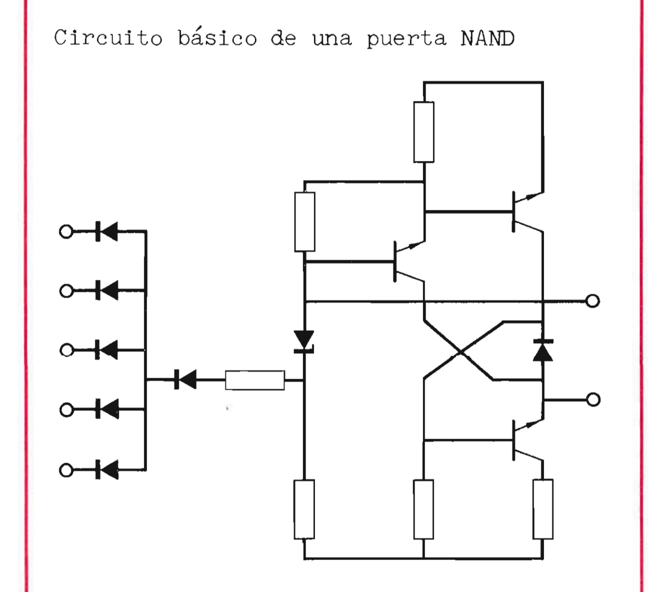
ELEVADA INMUNIDAD DINAMICA A RUIDO

Elevada inmunidad dinámica a ruido gracias a largos retardos de propagación y lentos tiempos de subida y caída. Es ajustable (conectando un condensador a la base del transistor excitador) a las condiciones de rapidez de respuesta y frecuencia máxima de funcionamiento del equipo.

BAJA IMPEDANCIA DE SALIDA

Baja impedancia de salida en los dos estados lógicos que suprime fácilmente cualquier ruido acoplado a través de las líneas de interconexión.

Circuito básico de una puerta NAND



Resumen de datos (para puertas normales)

Tensión de alimentación.....	12 V +12,5 % -5 %
	15 V +13 % -10 %
Temperatura ambiente de trabajo.....................	0 ºC a 70 ºC
Retardo de propagación media (puerta básica sin condensador)..................	150 ns
Cargabilidad c.c. (puerta básica) estado BAJO.........	10
estado ALTO.........	100
Margen de ruido c.c.	
alimentación 12 V.........	5 V
alimentación 15 V	
estado BAJO.............	5 V
estado ALTO.............	8 V

Una amplia y práctica exposición sobre la SERIE 30, familia de elementos especialmente indicados para su aplicación en equipos de control, de maniobras y en periféricos en general.

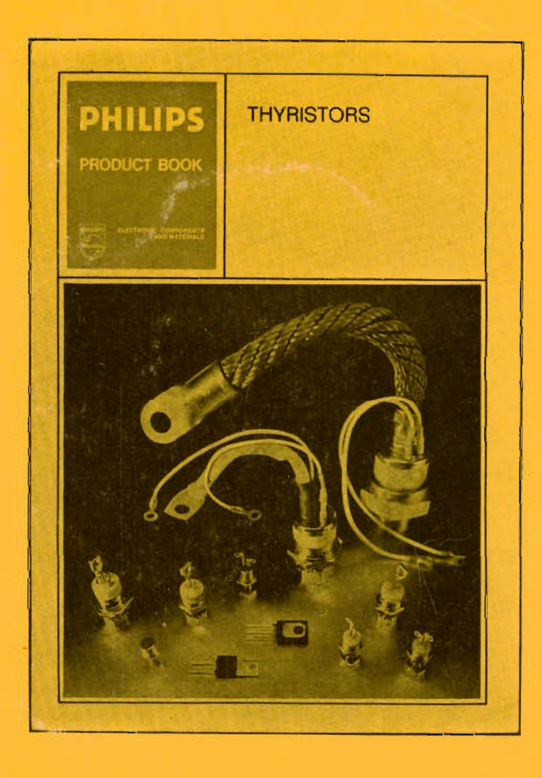
PRECIO: 40 ptas.

RESUMEN DEL INDICE:

- Aplicaciones de las puertas lógicas de la serie 30.
- Utilización de la serie 30 en sistemas combinacionales.
- Contadores.
- Registro de desplazamiento.
- Acoplamiento a diversos captadores de entrada.
- Operadores temporales.
- Inmunidad dinámica a ruidos.

THYRISTORS

En el manual "Thyristors" el técnico encontrará toda la información que precisa para conocer el funcionamiento y aplicación de los tiristores.
Además de estudiar las características y parámetros de los tiristores, los principios de diseño de los circuitos de aplicación y las técnicas de control, una parte del libro está dedicada a la tecnología de fabricación y a los métodos empleados para obtener ciertas propiedades en un determinado tiristor.



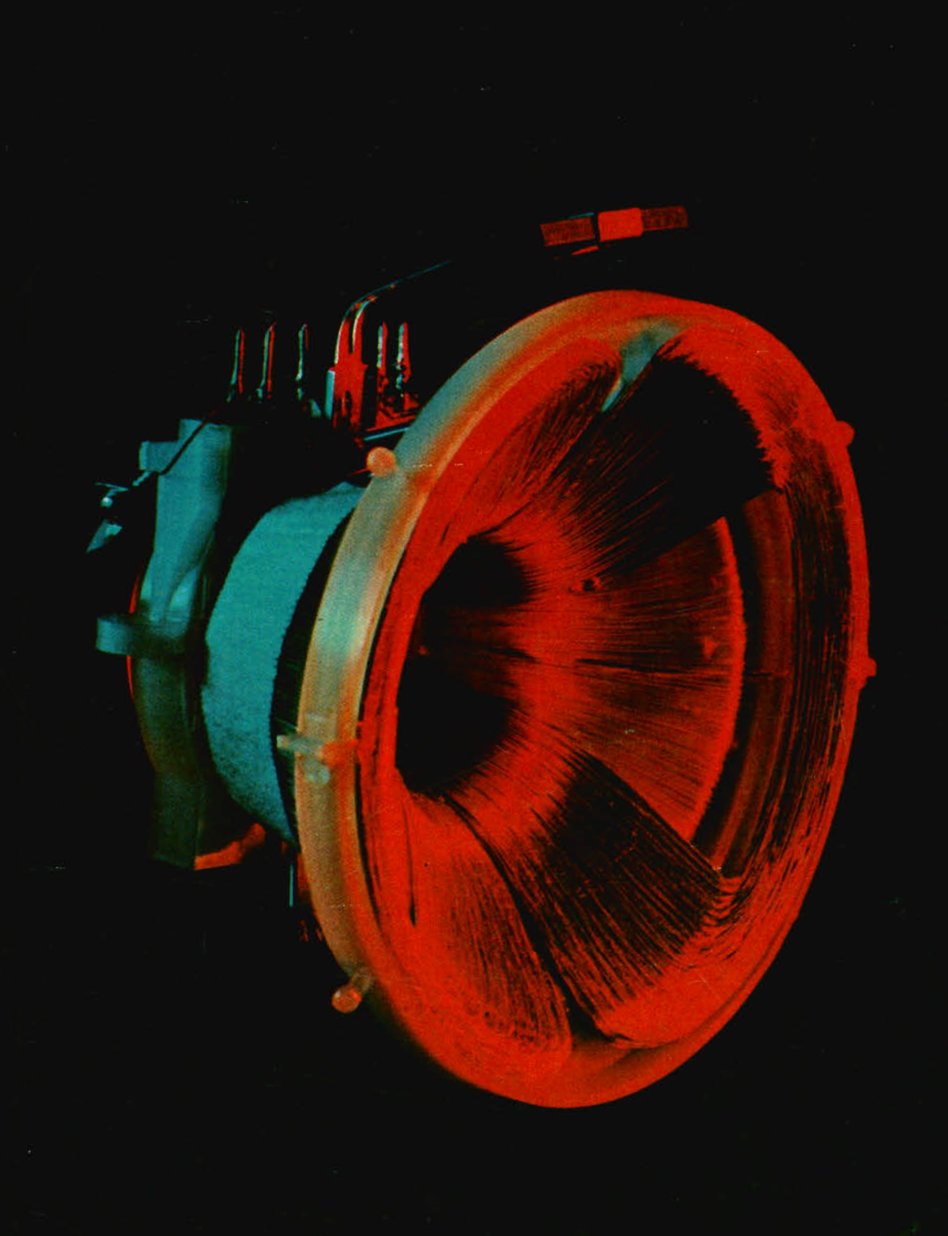
RESUMEN DEL INDICE

216 páginas y más de 190 figuras dedicadas a la descripción de las propiedades, características y aplicaciones de los tiristores.

350 ptas.

REVISTA Miniwatt

Vol. 12-Núm. 10 NOVIEMBRE 1973 25 Ptas.



NÚMEROS ATRASADOS DISPONIBLES

VOLUMEN 8

Número 5. Amplificadores de antena con transistores.- Tubo fluorescente alimentado por batería.- Convertidor 600 Vcc a 20 Vca; 50 Hz; 1,2 kW.- Guitarra estereofónica.

VOLUMEN 9

Número 1. Introducción a la técnica operacional.- Amplificador estereofónico (1 W).- Unidades magnéticas en el Sistema Internacional.

Número 2. Sencillo comprobador de transistores.- Resonadores piezoeléctricos cerámicos.- Diodos rectificadores: estructura y funcionamiento; características y propiedades térmicas.- Amplificador de BF de 2 W.

Número 3. El triac: teoría y aplicaciones.- Diodos rectificadores: carga pulsante.

VOLUMEN 10

Número 3. Convertidor analógico/digital.- Sistema de control de las luces de un coche.- Diodos rectificadores: conexión en serie y en paralelo.- Utilización del contador DCD50.

Número 4. Introducción a la técnica operacional: clases de unidades operacionales.- Convertidores de c.c./c.a.- Sistema de alarma con Norbits de la serie 60.

Número 5. Preamplificadores de audio.- Circuitos rectificadores.- Memoria dinámica de acceso serie con el registro de desplazamiento FDN156 de tecnología MOS.

Número 6. Convertidores de c.c./c.c.- Amplificadores de potencia para BF.- Voltímetro digital.- Mezclador de baja frecuencia con el circuito integrado TAA521.

VOLUMEN 11

Número 1. Circuitos chopper con tiristores.- Amplificador telefónico.- Generador de caracteres con registro de desplazamiento.- Termómetro para líquidos.- Aplicaciones del BRY39.- Conmutador estático de c.a. con circuitos bloque de la serie 61.

Número 2. Las fotopilas solares de silicio y de telururo de cadmio.- Multivibrador de amplio margen con circuitos integrados.- Acoplamiento TTL con GRL111 y GRL101.- Decodificación de circuitos integrados TTL con conmutadores rotativos.- Termostato electrónico con diodo de silicio como detector.- Circuito de control de 10 kHz para disparo de tiristores y triacs.

Número 3. Circuitos integrados para TVC.- Circuitos prácticos: estabilizadores de tensión con TBA281.- Excitador para inversores de frecuencia variable con circuitos bloque serie 61.- La característica de puerta de los tiristores.

Número 4. Tiristores y triacs en control de temperatura.- Alarma electromagnética antirrobo.- Diseño de radiadores para transistores de audio.

Número 5. Reguladores de tensión con el circuito integrado TBA281.- Refrigeración de semiconductores de potencia.- Estudio lógico de circuitos de control para motores paso a paso.- Supresión de tensiones transitorias con diodos reguladores de tensión.

Número 6. Indicador de señalización con tubos ZC1050.- Equipo de verificación para circuitos de BF con transistores.- Funcionamiento y aplicación de los tubos indicadores numéricos.- Sistemas de visualización para tubos indicadores numéricos.

Número 7. Decodificador PAL con circuitos integrados.- Bloques rectificadores de silicio para alta tensión.- Convertidor de c.c. en c.c. estabilizado de 50 W.

Número 8. Blindaje y desmagnetización de los tubos de máscara perforada.- Tiristores: 1. Funcionamiento; 2. Técnicas básicas del control de fase; 3. Valores límite y características; 4. El diac, el triac y el conmutador controlado de silicio; 5. Fabriación.

Número 9. Diodos rectificadores: cargadores de baterías.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de baja tensión.- Amplificador para BF.- Generador de señales de servicio para pruebas y ajuste de un generador PAL de TVC.- Sistema de control de temperatura para granjas pecuarias.

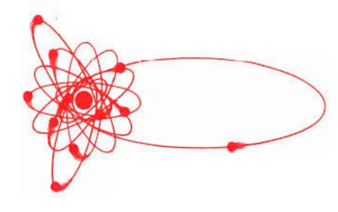
Número 10. Amplificador de audio de alta calidad.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de alta tensión.- Amplificador de audio de 250 W con transistores de silicio.- Transductores ultrasónicos de piezóxido para control remoto, dispositivos de alarma y aplicaciones similares.- Filtro supresor de interferencias de RF para reguladores de iluminación.

Número 11. Diodos rectificadores: aplicaciones diversas.- Control de velocidad de ventiladores con triac BT110.- Sintonizador de FM para autorradio con diodos BB105.- Inversor de 50 kVA y 1 kHz.

Aprovecheesta oportunidad para completar su colección. Precio especial 15 Ptas. ejemplar. No se envían contra reembolso. Rogamos nos envíe el importe de su pedido por giro postal.

REVISTA "Miniwatt"

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
MARÍA ROSA BORRÁS

Compaginación:
MAURICIO RAMOS LÓPEZ

Suscripciones:

Publicada por:

COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCIÓN ANUAL
(11 números) 200 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 25 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal. B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona





Unidad de desviación AT 1030/04 para tubos de imagen de televisión de 19 a 24 pulgadas y 110°.

ÍNDICE

VOLUMEN 12 - Número 10 **NOVIEMBRE 1973**

APLICACIONES DEL TIRISTOR BT100A



Los tiristores de la serie BT100A, en cápsula de plástico, son especialmente indicados para aplicaciones de tipo doméstico y de baja potencia. Concebidos especialmente para el control de iluminación, de temperatura y de velocidad de pequeños motores, pueden ser utilizados en equipos alimentados por medio de la red a 125 y 220 voltios.

A fin de poner de manifiesto las numerosas y variadas posibilidades de estos tiristores, acabamos de publicar un manual de aplicaciones prácticas en el que se describen los siguientes dispositivos: 1. Encendido electrónico para automóvil. 2. Regulador de iluminación. 3. Control para pequeño motor. 4. Cebador electrónico para tubos fluorescentes. 5. Disparador para flash esclavo. 6. Encendedor de gas. 7. Cebador para lámpara de sodio de alta presión.

Este manual de 70 páginas, con numerosos esquemas y figuras, puede adquirirlo al precio de 25 Ptas. en nuestras oficinas de Barcelona y Madrid, o remitiendo su importe (por giro postal, etc.). También podemos mandárselo contra reembolso (los gastos por cada envío contra reembolso son de 25 Ptas.).

TIRISTORES: TECNICAS DE CONTROL

Desde su introducción, los tiristores están reemplazando a los dispositivos utilizados anteriormente en las aplicaciones de control de potencia. En un principio, el precio elevado de los primeros tiristores limitó su aplicación a los casos en los que las técnicas convencionales eran inadecuadas; sin embargo, en la actualidad los precios han bajado tanto que ya no existen inconvenientes para utilizar tiristores en todas las aplicaciones de control de potencia: las ventajas que ofrecen con respecto a los dispositivos anteriores hacen su elección casi inevitable.

1. GENERALIDADES

Son dos las técnicas principales de control de tiristores: el disparo por todo o nada y el control de fase. En el primer caso, el tiristor conduce durante un cierto número de semiciclos positivos y después se mantiene bloqueado durante una serie de semiciclos positivos. Así, variando la relación entre el tiempo de conducción y el tiempo de bloqueo, se puede variar la potencia media aplicada a la carga. En el control de fase, el tiristor se ceba en un punto determinado después del comienzo de cada semiciclo positivo. El control se obtiene variando el punto, dentro del semiciclo positivo, en el que se dispara el tiristor.

2. TECNICAS BASICAS DE DISPARO DE UN TIRISTOR

Un tiristor puede pasar al estado conductor cuando se aplica una tensión de polaridad adecuada entre ánodo y cátodo y una corriente apropiada a la puerta. Si la tensión aplicada entre ánodo y cátodo es sinusoidal y se aplica el impulso de disparo un poco después del comienzo del semiciclo positivo, la tensión en el tiristor es la representada en la figura 1a. Se puede obtener este resultado por medio del circuito representado en la figura 1b. Si se conecta un diodo, como muestra la figura 1c, se consigue una mayor estabilidad del punto de disparo.

Puede mejorar aún más la estabilidad del disparo si en vez del diodo se emplean otros dispositivos. Por ejemplo, puede emplearse un diac (véase fig. 2a que representa un circuito de disparo adecuado tanto para tiristores como para triacs). También puede emplearse un SCS conmutador controlado de silicio (véase fig. 2b) pero éste es más adecuado para el disparo de tiristores que para el de triacs. Si es necesario utilizar un SCS para el disparo de un triac, puede emplearse un acoplamiento por transformador, como se representa en la figura 2c.

Si hay una fuerza contraelectromotriz en la carga (por ejemplo, si la carga es un motor), se necesita un impulso de disparo ancho para asegurar el disparo. Puede resultar caro un transformador capaz de transmitir un impulso lo suficiente ancho; en tal caso, una buena solución consiste en aplicar una serie de impulsos breves, en vez de uno solo ancho.

Sin embargo, una carga inductiva siempre impone límites mínimos a la anchura del impulso de disparo.

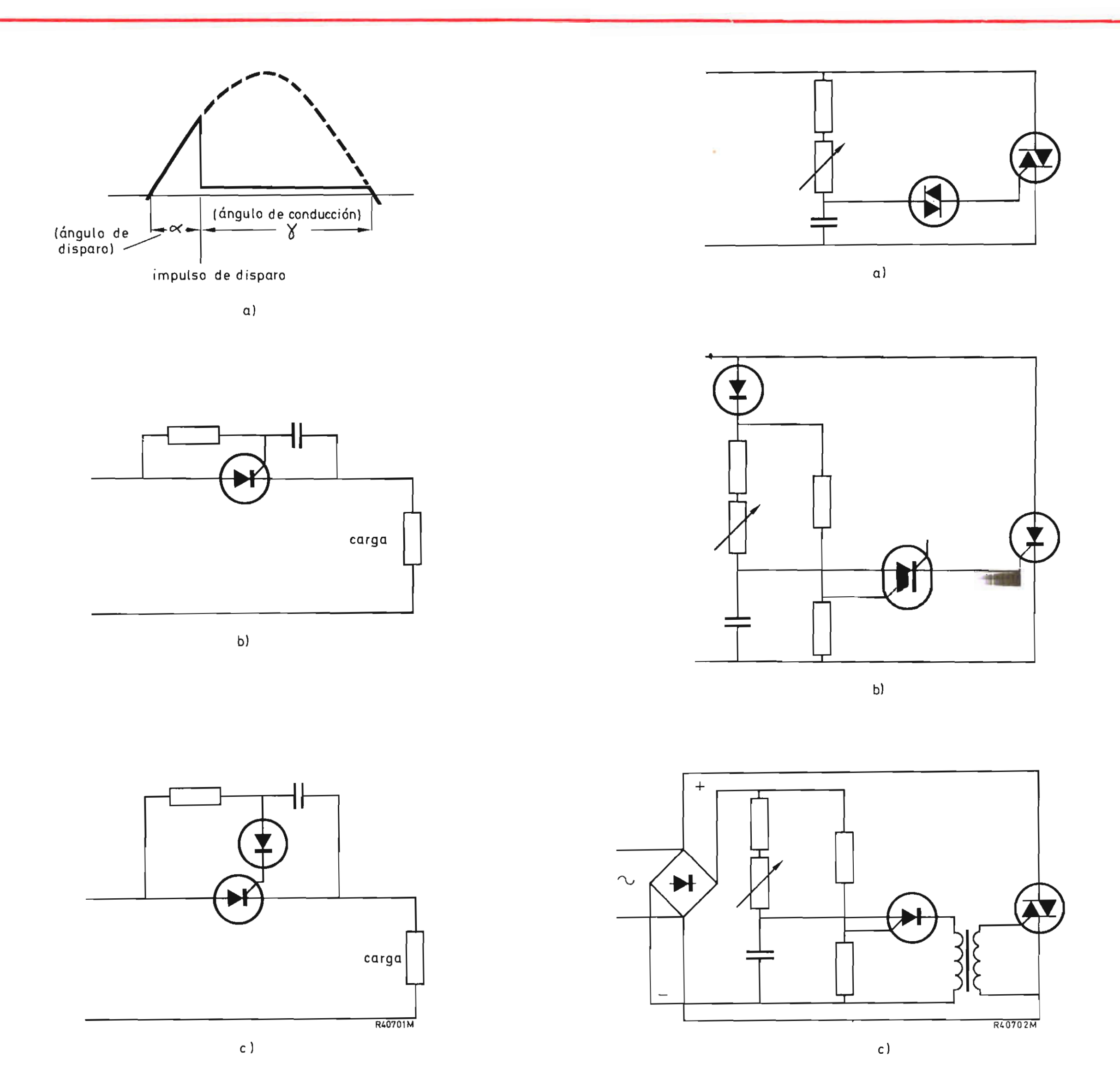


Figura 1. (a) Tensión en bornes del tiristor, (b) circuito básico de disparo, (c) circuito de disparo más estable.

Figura 2. (a) Circuito de disparo con diac, (b) circuito de disparo con SCS, (c) circuito de disparo de un triac con SCS.

3. CONTROL POR TODO O NADA

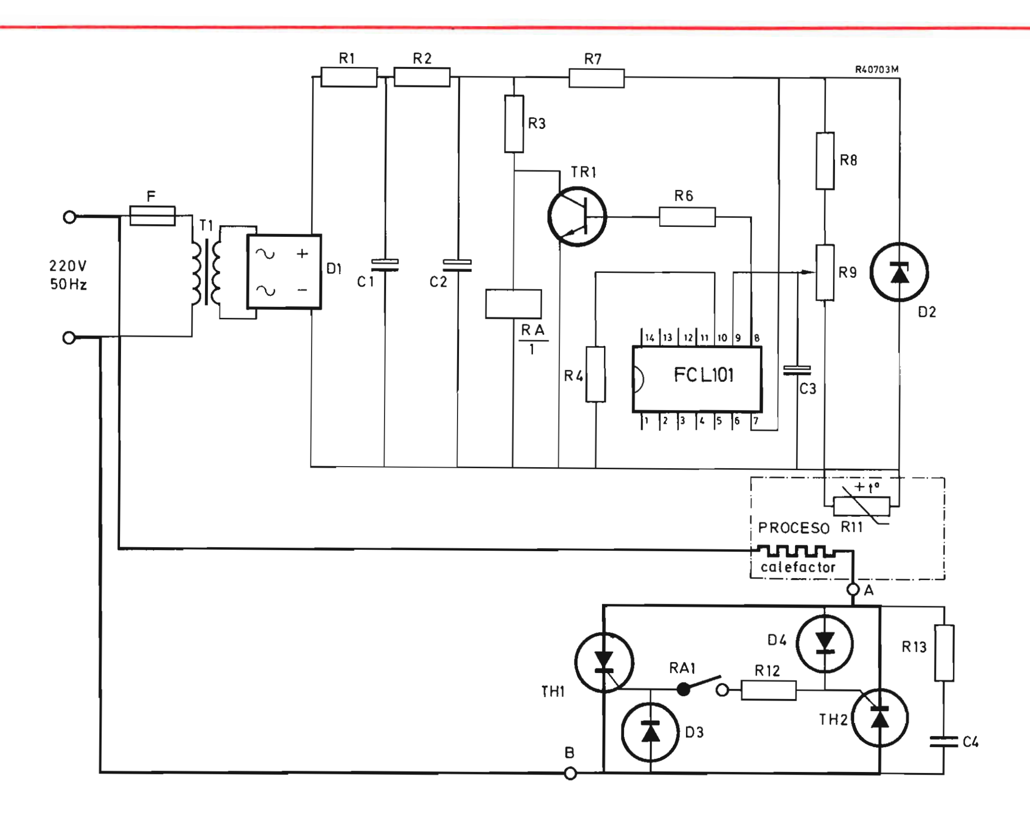
3.1. Control simple por todo o nada

A menudo se requiere un circuito que responda directamente por todo o nada, para mantener una variable física a un valor constante regulando el flujo de potencia aplicado a un tipo determinado de convertidor de energía. Un ejemplo típico se presenta en el control de temperatura.

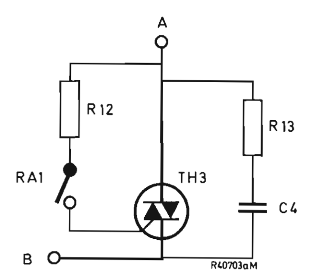
La figura 3 representa un circuito de control de temperatura por todo o nada que utiliza un detector de nivel FCL101. El termistor PTC, *R*11, detecta la temperatura y determina la tensión aplicada al terminal de entrada del detector de nivel (terminal 9). Una elevación de la temperatura hace subir esta tensión hasta alcanzar el nivel de disparo provocando la conducción de *TR*1. El relé de láminas *RA* se abre y desconecta la corriente de puerta de *TH*1 y *TH*2, de modo que no se aplica más potencia al calefactor hasta que la temperatura disminuye lo suficiente para invertir el proceso. La figura 4 muestra las formas de onda del calefactor.

3.2. Control asíncrono

En un control asíncrono, el tiristor puede cebarse en un punto de la tensión de red distinto del punto de paso



TR1 = BC147
TH1 = BTX68-600R
TH2 = BTX68-600R
TH3 = BTX94-600
T1 = 220 V; corriente de secundario
RA = relé de láminas 12 V, 15 mA
F = fusible 220 V c.a., 50 mA



R12 = 220 Ω, 1/2 W
R13 = 56 Ω, 1/2 W
C4 = 82 nF, 400 V c.c.
D1 = BY123
D2 = BZX79-C6V2
D3 = BA148
D4 = BA148.

Figura 3. Sistema de control de temperatura por todo o nada (el circuito de potencia está representado por líneas gruesas). En la parte inferior se indica otro posible circuito de potencia con un triac BTX94 (a conectar entre los puntos A y B).

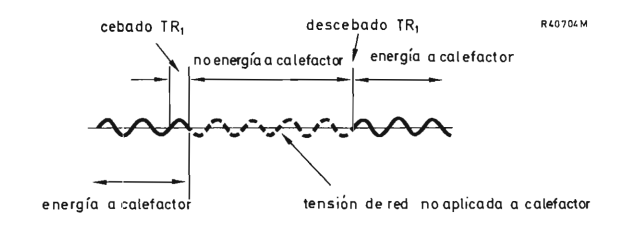


Figura 4. Tensión en bornes del calefactor (línea gruesa).

por cero de tensión. Los circuitos de control asíncrono son, en general, relativamente baratos, pero a su vez son susceptibles de producir interferencias de radiofrecuencia. El circuito representado en la figura 3 es típico.

3.3. Control síncrono

Un cambio brusco en la corriente, originado por el cierre de cualquier interruptor (mecánico o semiconductor) puede ocasionar interferencias de radiofrecuencia. No obstante, si el interruptor se cierra en el momento en que la tensión de red pasa por cero no hay aumento brusco en la corriente y así no se produce interferencia de radiofrecuencia. Los sistemas de control en que la conmutación está sincronizada con los pasos por cero de la tensión de alimentación se conocen con el nombre de sistemas de control síncrono. Presentan la ventaja de que su factor de potencia es muy bueno, pues los tiristores conducen semiciclos completos.

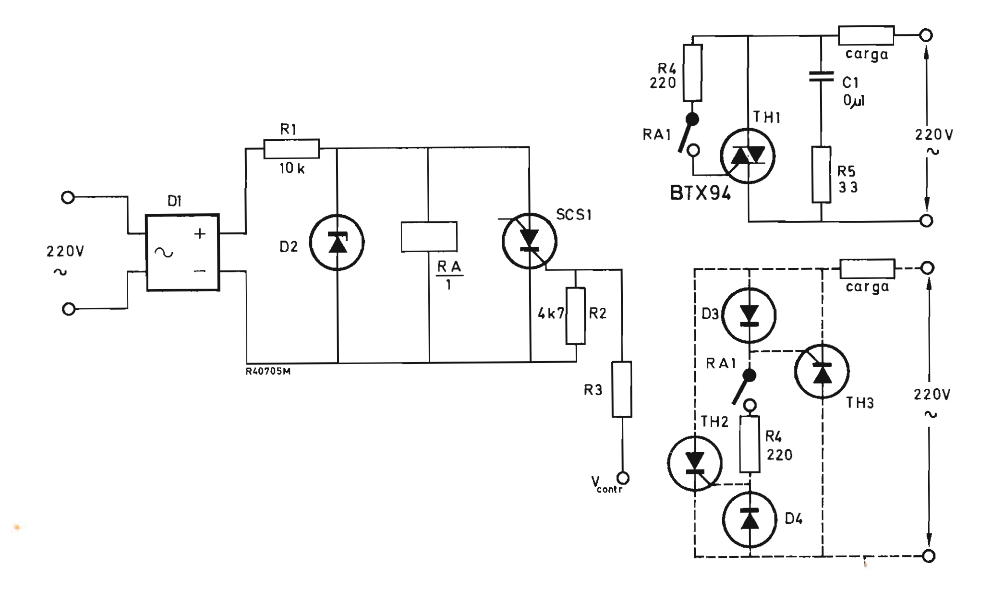


Figura 5. Circuito de disparo para conmutación de un triac por medio de un relé de láminas. Las líneas a trazos indican otra posible sección de control de la carga por medio de tiristores en antiparalelo. Todos los resistores del 5 %, 0,25 W.

El circuito representado en la figura 5 es un ejemplo típico y puede utilizarse con cargas inductivas. Cuando V_{contr} alcanza un cierto nivel, el *SCS*1 se ceba y cortocircuita a *RA*/1 desactivándolo. El contacto *RA*1· se abre y se suprime la excitación de puerta de los tiristores (o del triac). Mientras V_{contr} está por debajo del nivel requerido para el disparo del *SCS*1, *RA*/1 está activado, *RA*1 se cierra y se aplica excitación a la puerta de los tiristores (o del triac), los cuales suministran energía a la carga.

La figura 6 representa otro circuito típico de control síncrono (véanse las formas de onda en la fig. 7). Cuando *SCS*1 está bloqueado, PA60 oscila enviando impulsos por medio del transformador para disparar los tiristores. Si V_{contr} aumenta lo suficiente para que *SCS*1 conduzca, la tensión en bornes de PA60 se reduce a un voltio aproximadamente y la oscilación cesa, por lo cual dejan de aplicarse impulsos de disparo a los tiristores. La conmutación es síncrona, pues, aunque V_{contr} puede desaparecer durante un semiciclo, el SCS no deja de conducir

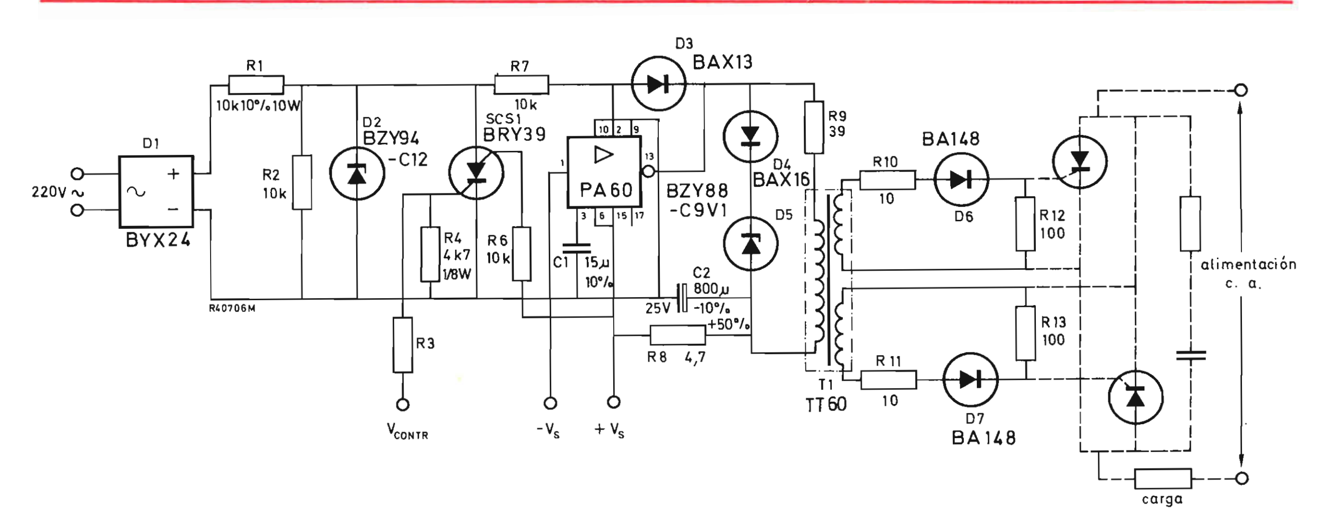


Figura 6. Circuito de disparo por impulsos de tiristores con amplificador de potencia PA60. Todos los resistores son del 5% y 0,25 W, si no se indica lo contrario. $V_{contr} = 24$ V, R3 = 22 kΩ; si $V_{contr} = 12$ V, R3 = 10 kΩ.

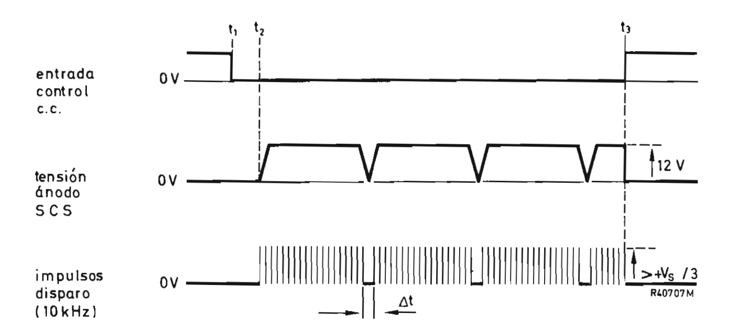


Figura 7. Formas de onda de tensión del circuito de la figura 6 (la tensión directa en conducción del SCS se supone igual a cero).

hasta el final del semiciclo; por tanto los impulsos de disparo no se aplican a los tiristores hasta que la tensión de alimentación pasa por cero. Del mismo modo, aunque el SCS puede pasar a conducir dentro de un semiciclo, los tiristores continuarán conduciendo hasta que la tensión de alimentación pase por cero al final del semiciclo.

3.4. Control por relación de tiempo

Aplicaciones más exigentes requieren a menudo el empleo de un ciclo de trabajo continuamente variable en la aplicación de la energía de modo que cualquier cambio en la variable controlada se corrija inmediatamente. Estos sistemas reciben el nombre de sistemas de control por relación de tiempo. Un circuito típico se representa en la figura 8.

El amplificador operacional TAA521 y sus circuitos asociados forman un generador de onda cuadrada, cuya relación cíclica se modifica según los cambios en la resistencia de los detectores (los termistores *R*2 y *R*3). El sincronizador (que tiene una entrada sincronizada con la red: la entrada II en el terminal 13) asegura que los impulsos de disparo de 10 kHz empiecen a aplicarse a *TH*1 mientras se encuentra polarizado en sentido inverso, de modo que *TH*1 pueda empezar a conducir tan pronto como su tensión de ánodo se haga positiva. El tiristor *TH*2 tiene el disparo subordinado, es decir, los circuitos asociados aseguran que *TH*2 sólo puede dispararse en los semiciclos que siguen inmediatamente a un semiciclo en el que *TH*1 ha sido conductor. El sincronizador sólo dejará pasar impulsos de disparo mientras la salida del TAA521 sea positiva, de modo que los tiristores sólo conducirán durante este período. En la figura 9 se observan las formas de onda que muestran el funcionamiento del circuito.

4. CONTROL DE FASE

4.1. Rectificación controlada

El convertidor c.a./c.c. con tiristores, que a menudo se designa con el nombre de rectificador controlado, puede adoptar diversas formas. Uno de los circuitos más utilizados es el puente semicontrolado que puede utilizarse con alimentaciones monofásicas y trifásicas. En un puente semicontrolado, los tiristores pueden ser conectados en cualquier brazo del puente y, en la práctica, la construcción del bloque (tiristores, diodos y radiadores asociados) influye en las conexiones de los tiristores.

A menudo es conveniente aplicar corriente continua a cargas muy inductivas, como son excitaciones de motores o embragues magnéticos, a partir de la red alterna. Es esencial que la corriente de los tiristores se conmute al final de cada semiciclo; normalmente esto se asegura utilizando un diodo volante separado, o mediante un mecanismo de diodo volante dentro del mismo puente.

En ciertas aplicaciones es preciso regenerar energía a partir de la carga y devolverla a la alimentación. Esta energía aparece generalmente en forma de energía inductiva o mecánica; en ambos casos se utilizan puentes de control total. Otra ventaja del puente trifásico de control total es que la frecuencia de la ondulación de salida es seis veces mayor que la frecuencia de la alimentación.

Puente monofásico semicontrolado

El circuito de un puente monofásico semicontrolado se representa en la figura 10. Este tipo de montaje es el que más se utiliza en control de potencia continua, y el funcionamiento con carga resistiva es el más sencillo de todos los convertidores c.a./c.c. Las formas de onda de la tensión y la corriente en la carga en relación con la ten-

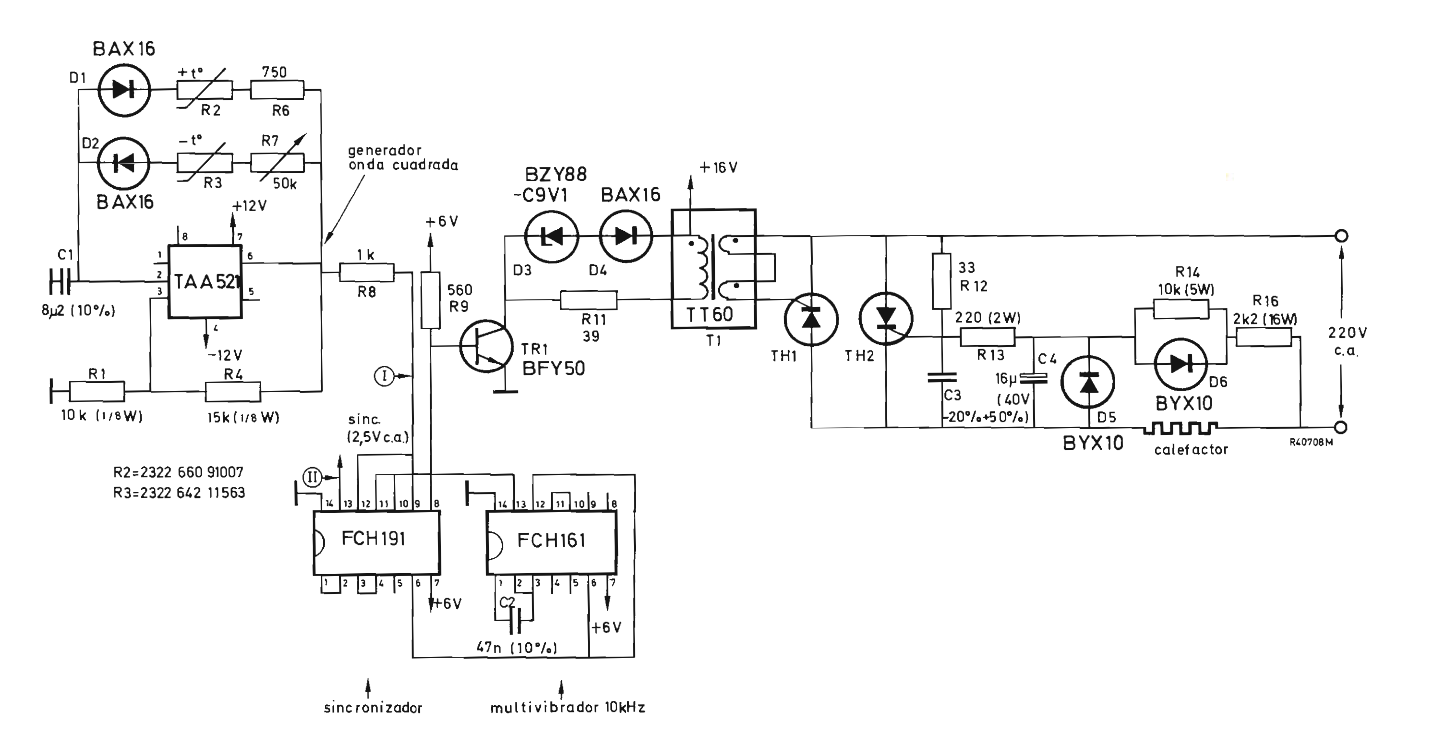


Figura 8. Circuito de control por relación de tiempo que utiliza un amplificador operacional TAA521 como generador de onda cuadrada. La temperatura se ajusta con R7. Todos los resistores del 10 % y 0,25 W si no se indica lo contrario.
R12 = 1 ó 2 W, según el tiristor
C3 = 0,1 µF ó 0,15 µF, según el tiristor

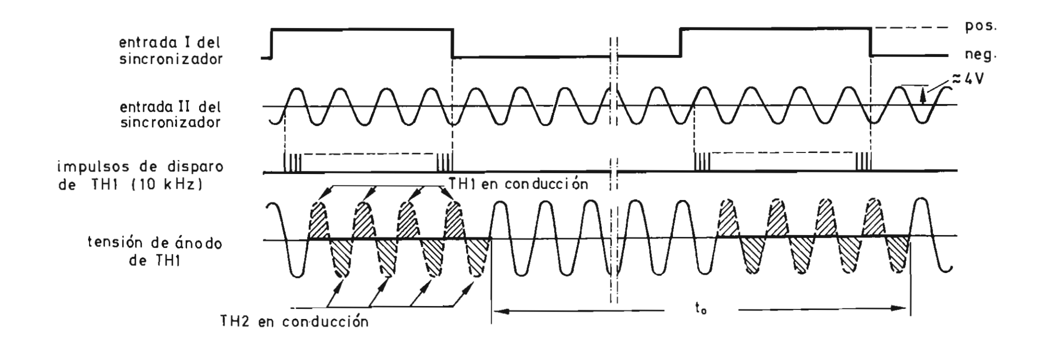


Figura 9. Formas de onda del control por relación de tiempo.

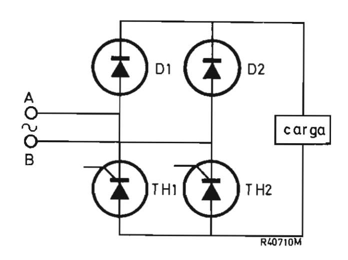


Figura 10. Puente monofásico semicontrolado.

sión de la red, suponiendo una carga resistiva, se muestran en la figura 11.

Cuando la tensión en A es positiva con respecto a B (es decir, V_{AB} es positiva), y cuando se dispara el tiristor $TH2$, la corriente de carga pasa por $TH2$ y el diodo $D1$. El tiristor $TH2$ se bloquea cuando la tensión V_{AB} es negativa. Durante el semiciclo siguiente, cuando B es positivo con respecto a A, el tiristor $TH1$ y el diodo $D2$ son atravesados por la corriente de la carga.

En la práctica, los brazos controlados del puente pueden disponerse de dos maneras, como representa la figu-

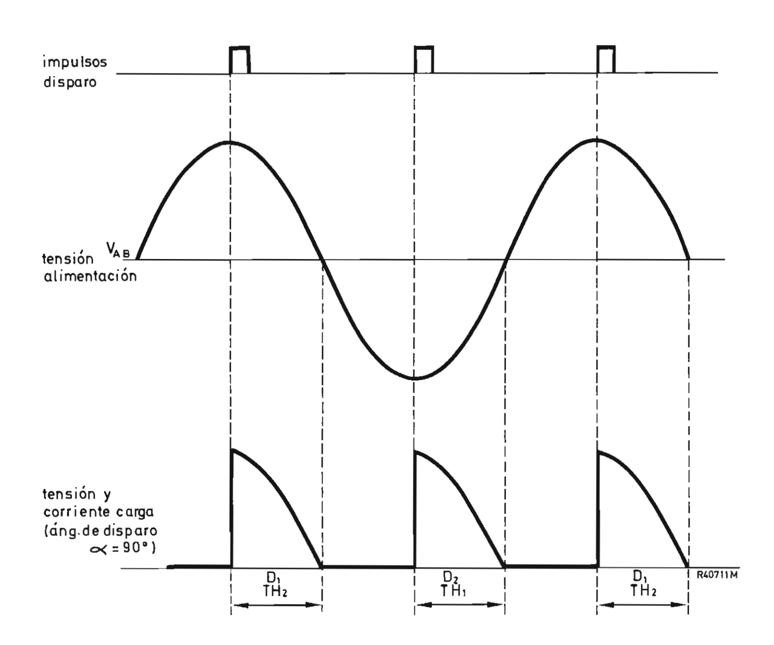


Figura 11. Formas de onda del puente monofásico semicontrolado con carga resistiva.

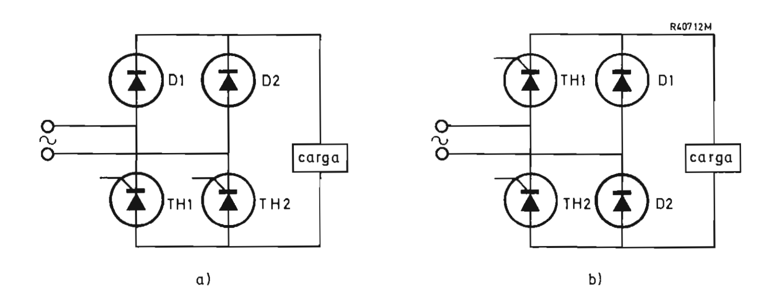


Figura 12. Montajes posibles del puente monofásico semicontrolado. (a) Tiristores en brazos paralelos, (b) tiristores en brazos serie.

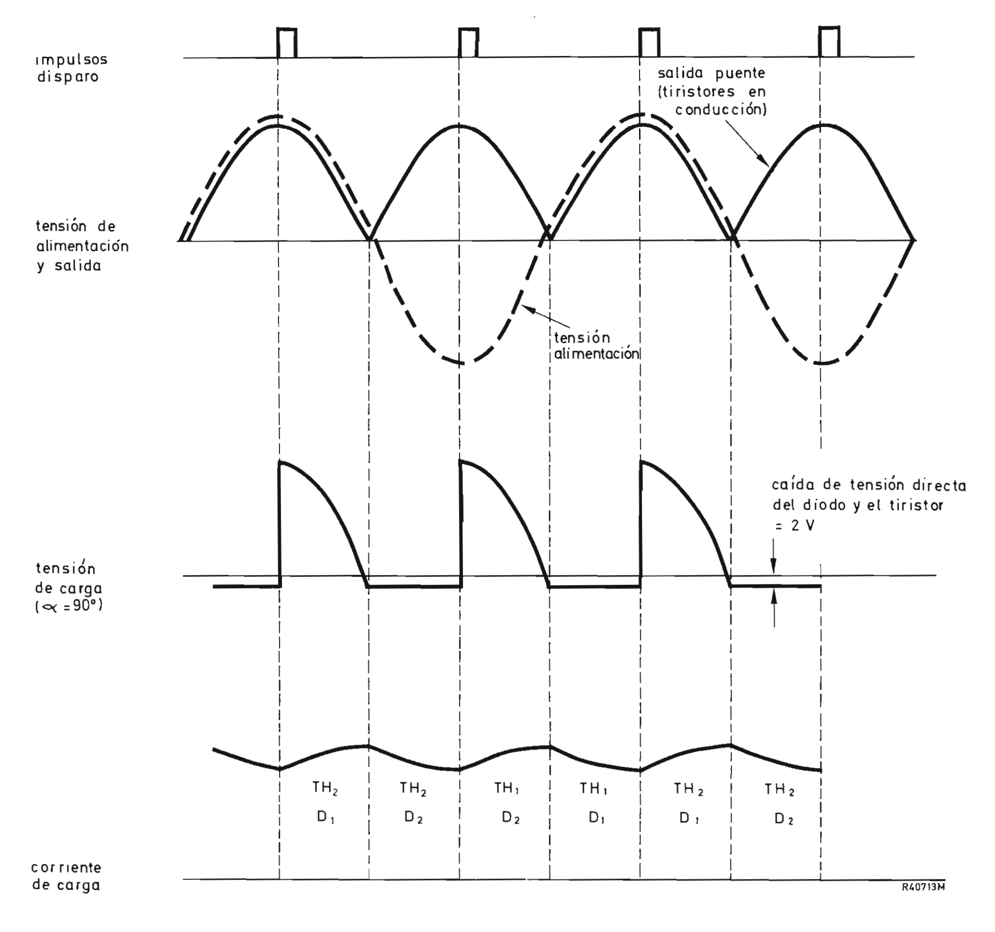


Figura 13. Formas de onda de un puente monofásico semicontrolado con carga compleja.

ra 12. Con cargas resistivas, los dos montajes funcionan del mismo modo. Pero con cargas complejas es aconsejable un circuito en paralelo para la corriente generada por la inductancia de la carga durante los períodos de bloqueo de los tiristores. El funcionamiento del puente con una carga compleja se examinará en un montaje en el que los tiristores se encuentren en brazos paralelos del puente (fig. 12a).

Las formas de onda de la tensión y de la corriente en la carga relacionadas con la tensión de la red, suponiendo una carga compleja, son las indicadas en la figura 13. Al final de cada semiciclo de la tensión de alimentación, la circulación de corriente en la carga se mantiene gracias a la inductancia de la carga. El tiristor que era conductor, por ejemplo *TH*2, sigue conduciendo, pero la corriente se transfiere del diodo *D*1 al *D*2, de modo que la fuerza

contraelectromotriz inductiva de la carga hace circular corriente por el puente prescindiendo de la tensión inversa de la alimentación. Durante esta parte del ciclo, la corriente de la carga disminuye exponencialmente sin verse afectada por la tensión de la alimentación. Cuando el otro tiristor, $TH1$, se ceba, el tiristor $TH2$ queda polarizado en sentido inverso por la tensión de la red y se bloquea. La corriente circula entonces desde la red, a través del diodo $D2$ y del tiristor $TH1$, a la carga. El tiristor $TH2$ se ceba en el semiciclo siguiente y la secuencia se repite.

Puede controlarse la corriente en la carga modificando los ángulos de disparo de los tiristores, y en la mayoría de los casos el circuito funciona satisfactoriamente. Sin embargo, este circuito tiene una limitación; es posible que no pueda anularse la corriente de la carga simplemente dejando de cebar los tiristores.

Si los impulsos de disparo se suprimen inmediatamente después de que un tiristor ha sido cebado, este tiristor continuará conduciendo normalmente durante el resto del semiciclo de la alimentación. El otro tiristor no recibirá impulsos de disparo y no se cebará. Sin embargo, si la carga es muy inductiva, con una constante de tiempo mucho mayor que un semiciclo de la red, el primer tiristor todavía conducirá al final de este período y permanecerá cebado durante el siguiente semiciclo directo. De esta forma el circuito seguirá funcionando indefinidamente, con un tiristor conduciendo durante semiciclos alternos completos y actuando como diodo volante durante los otros semiciclos, hasta que se corte la tensión de la red. En otras palabras, el circuito de disparo habrá perdido el control de la corriente de la carga.

Este inconveniente puede superarse si se logra que nunca desaparezcan completamente los impulsos de disparo y que quede un impulso de "paro final" a unos 170° de cada semiciclo, para asegurar que cada tiristor conmuta siempre al final del semiciclo.

Puede deducirse una expresión de la tensión media de salida del puente con cargas resistiva, compleja y puramente inductiva, en términos de la tensión de alimentación, de forma similar a la de los convertidores c.a./c.c. Es la siguiente:

$$V_{o(AV)}(\alpha) = \frac{\sqrt{2} \cdot V_s}{\pi} (1 + \cos \alpha).$$

Puente monofásico semicontrolado con diodo volante

Si se añade un diodo volante al puente semicontrolado, como se representa en la figura 14, la corriente de la carga se transfiere al diodo volante al final de cada semiciclo de la red. Las formas de onda de la corriente de la carga, en el caso de que sea compleja (fig. 15) son similares a las del puente semicontrolado sin diodo volante, pero en este caso la parte de disminución exponencial de la corriente pasa por el diodo volante. La incorporación del diodo volante asegura que cada tiristor se bloquea al final de cada semiciclo, de modo que no hay riesgo de que la conducción continúe durante el semiciclo siguiente. Por lo tanto, la corriente de la carga queda siempre bajo el control del circuito de disparo y no es necesario aplicar impulsos de "paro final".

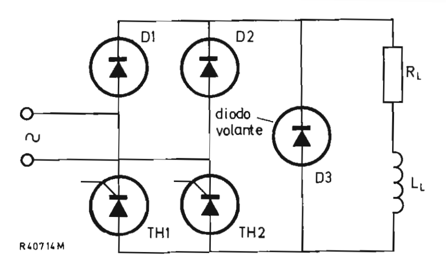


Figura 14. Puente monofásico semicontrolado con diodo volante.

El rendimiento del circuito y la utilización de los componentes mejora, pues pasa por los tiristores y diodos del puente la corriente procedente de la red. La corriente de recirculación de la carga se recupera sólo a través del diodo volante, que tiene una caída de tensión directa mucho menor que la combinación en serie de los diodos y tiristores del puente. Las pérdidas totales del circuito durante la parte del ciclo en que la corriente de carga se recupera se reducen así a menos de un tercio.

Si los tiristores se disparan al principio de cada semiciclo, no circula corriente por el diodo volante, y el puente debe estar calculado para suministrar toda la corriente de carga. No obstante, si el puente nunca ha de trabajar a la máxima corriente, excepto, tal vez, para el establecimiento inicial de la corriente, es posible una cierta reducción en los valores nominales de corriente en los tiristores y diodos del puente. Por ejemplo, la máxima tensión de salida requerida puede ser de sólo 100 V, partiendo de una red de 230 V (205 V de tensión media). En este caso, la corriente de la carga será casi la mitad de la posible con el puente a conducción máxima, y sólo la mitad de esta corriente de carga pasará por el puente, recuperándose el resto por el diodo volante. Al diseñar el bloque del puente y diodo volante para una aplicación concreta, muchas veces puede reducirse considerablemente el coste de los componentes teniendo en cuenta estos factores de distribución de la corriente. No obstante, en general, la corriente nominal directa del diodo volante puede suponerse igual al 75 % de la corriente de salida nominal del puente.

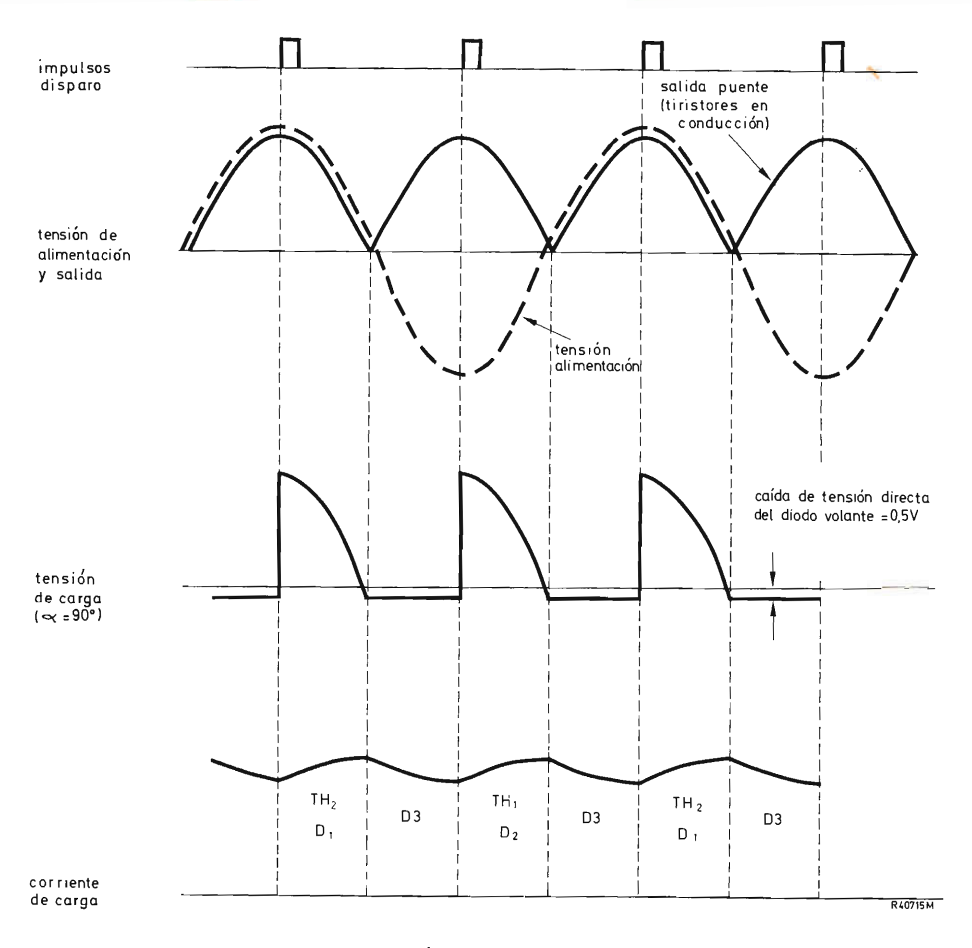


Figura 15. Formas de onda de un puente monofásico semicontrolado con diodo volante para carga compleja.

La expresión de la tensión de salida media del puente semicontrolado con diodo volante es:

$$V_{o(AV)}(\alpha) = \frac{\sqrt{2}\, V_s}{\pi}(1 + \cos\alpha)$$

como en el caso anterior en el que no se utilizaba diodo volante.

Puente monofásico de control total

La figura 16 representa un puente monofásico de control total; no se utiliza diodo volante. La expresión de $V_{o(AV)}(\alpha)$ para diversos tipos de carga es:

resistiva $\quad \frac{\sqrt{2} \cdot V_s}{\pi}(1 + \cos\alpha)$

compleja ($\alpha > \phi$) $\quad \frac{2\sqrt{2} \cdot V_s}{\pi} \sin\frac{\theta}{2} \cdot \sin\left(\alpha + \frac{\theta}{2}\right)$
(corriente de carga discontinua)

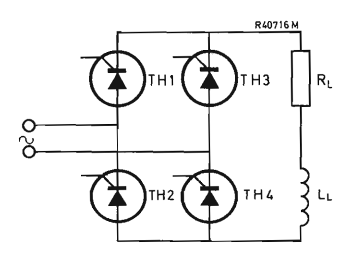


Figura 16. Puente monofásico de control total.

compleja ($\alpha < \phi$) $\quad \frac{2\sqrt{2} \cdot V_s}{\pi} \cos\alpha$
(corriente de carga continua)

puramente inductiva $\quad \frac{2\sqrt{2} \cdot V_s}{\pi} \cos\alpha.$

Las formas de onda en el caso de la carga compleja se muestran en la figura 17. Durante la conmutación directa, las formas de onda son similares a las del puente

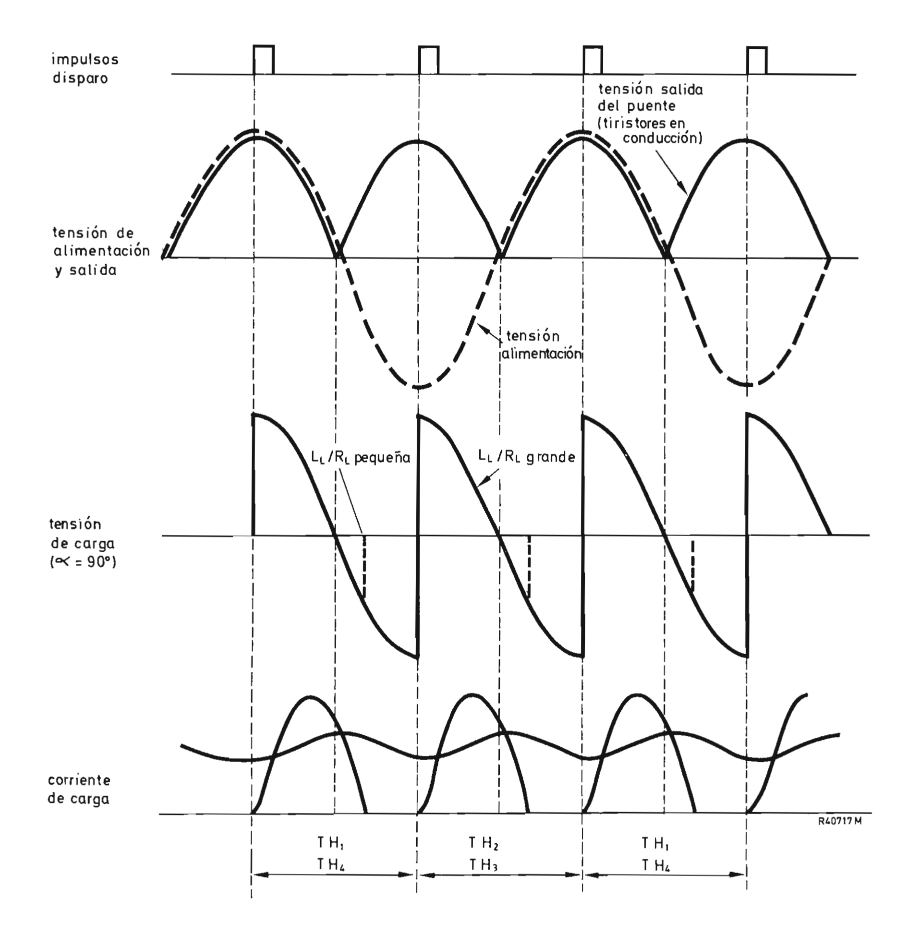


Figura 17. Formas de onda del puente monofásico de control total con carga compleja de constante de tiempo corta (líneas a trazos) y constante de tiempo larga (líneas continuas).

semicontrolado. No obstante, durante el semiciclo inverso, la corriente de carga no puede recuperarse a través de un diodo volante o un diodo del puente, sino que debe continuar circulando por los mismos tiristores y la impedancia de la red. Por lo tanto, la corriente de la carga se ve forzada por la tensión inversa de la red a disminuir más rápidamente entre los períodos de conducción que en el caso de un puente semicontrolado.

Puente trifásico semicontrolado

La figura 18 representa un puente semicontrolado típico con carga resistiva; las formas de onda se muestran en la figura 19. Supondremos que los impulsos de disparo permiten un margen de control de 180°; así, pues, para más comodidad, se dividen las formas de onda de la figura 19 en dos grupos: gran ángulo de disparo (por tanto, pequeño ángulo de conducción y poca potencia) a la izquierda, y pequeño ángulo de disparo a la derecha.

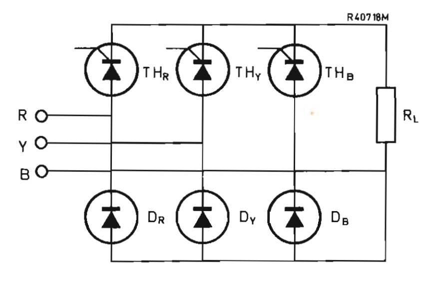


Figura 18. Puente trifásico semicontrolado.

Para simplificar, consideraremos sólo las formas de onda asociadas con el tiristor TH_R y el diodo D_R de la fase R. Con grandes ángulos de disparo, si TH_R se ceba en α_1, TH_R sólo puede conducir sobre la fase B porque la fase Y es más positiva que el ánodo de TH_R. El tiristor conducirá hasta que la tensión de la fase B se haga más positiva que la tensión de la fase R. Con pequeños

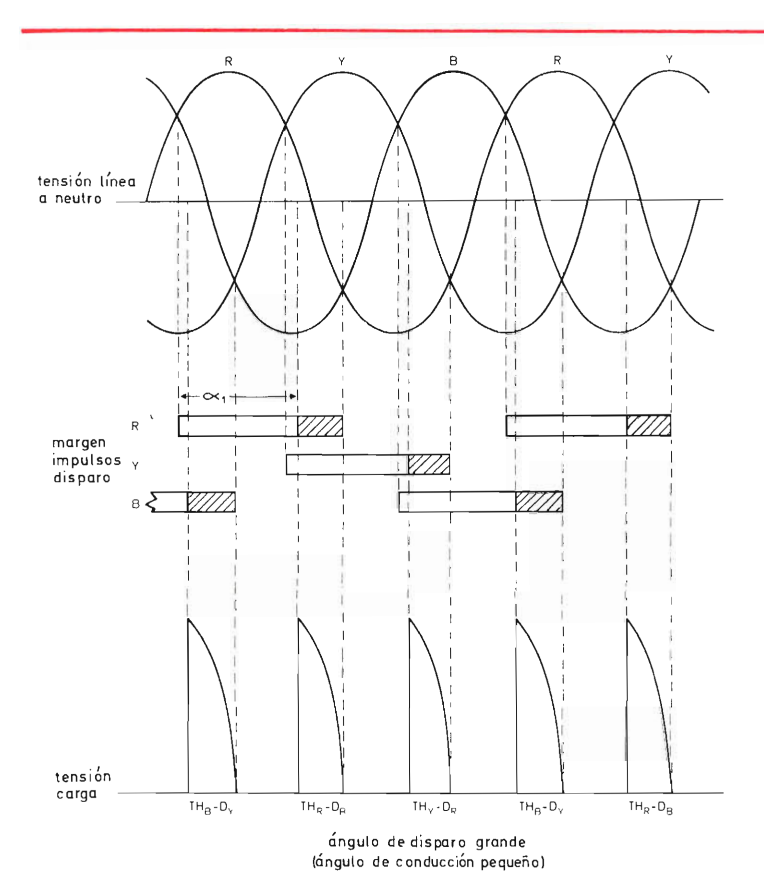


Figura 19 (a). Formas de onda del puente trifásico semicontrolado con carga resistiva (la longitud total de un bloque de impulsos de disparo representa el margen requerido de ángulo de disparo; la parte no rayada es el ángulo de disparo y la parte rayada el ángulo de conducción). Angulo de conducción pequeño.

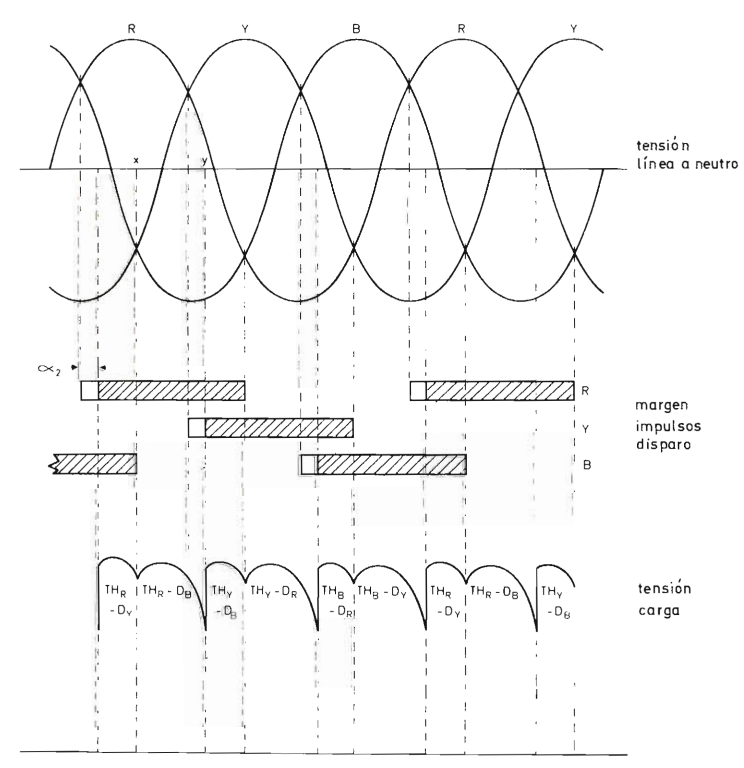


Figura 19 (b). Como la figura 19 (a), con ángulo de conducción grande.

ángulos de disparo, TH_R se ceba en α_2 y conduce sobre la fase Y. En el punto x de la figura 19b, la tensión de la fase B se hace más negativa que la Y y la corriente de TH_R conmuta entonces del diodo D_Y de la fase Y al diodo D_B de la fase B. En el punto y, se dispara TH_Y y conduce sobre la fase B, conmutando así la corriente de TH_R.

Con la salida a máxima potencia, cada tiristor conduce durante 120°; sin embargo, para lograr esto se necesita un margen de ángulos de disparo de 180°. La longitud total de cada bloque representa el margen de impulsos de disparo requerido; la parte sin rayar representa el ángulo de disparo, y la parte rayada el ángulo de conducción.

4.2. Control de c.a.

La figura 20 representa dos convertidores monofásicos típicos de c.a./c.a. El representado en la figura 20a es más sencillo y requiere señales de puerta separadas.

El circuito representado en la figura 20b utiliza un tiristor tanto para los semiciclos positivos como para los negativos de la onda de la red, por lo que asegura la óptima utilización de la capacidad de corriente del tiristor (factor de forma reducido). No obstante, la disminución del rendimiento causada por la suma de caídas de tensión a través de los diodos y del tiristor puede ser un inconveniente en ciertas aplicaciones de baja tensión. El bloqueo del tiristor es a veces un problema porque la tensión de ánodo nunca cae por debajo de cero, y por esta razón el circuito se utiliza sólo si los valores del circuito y los tiempos de bloqueo del tiristor se conocen con precisión. Además, puesto que el tiristor debe soportar toda la corriente, el nivel de potencia regulable será inferior en este circuito que en el otro para un mismo tiristor.

En ambos circuitos es de desear que la tensión nominal de trabajo del tiristor sea, por lo menos, igual al valor de cresta de la tensión de red. En la práctica se toma el doble de este valor, para evitar que ciertos transitorios provoquen la conducción del tiristor por ruptura directa.

Convertidor c.a./c.a. monofásico con carga resistiva

El comportamiento del convertidor c.a./c.a. con carga resistiva es el más fácil de analizar. En la figura 21 se muestran las formas de onda del montaje con tiristores en antiparalelo con carga resistiva. El tiristor *TH1* se dispara en el ángulo α, y aplica a la carga la tensión instan-

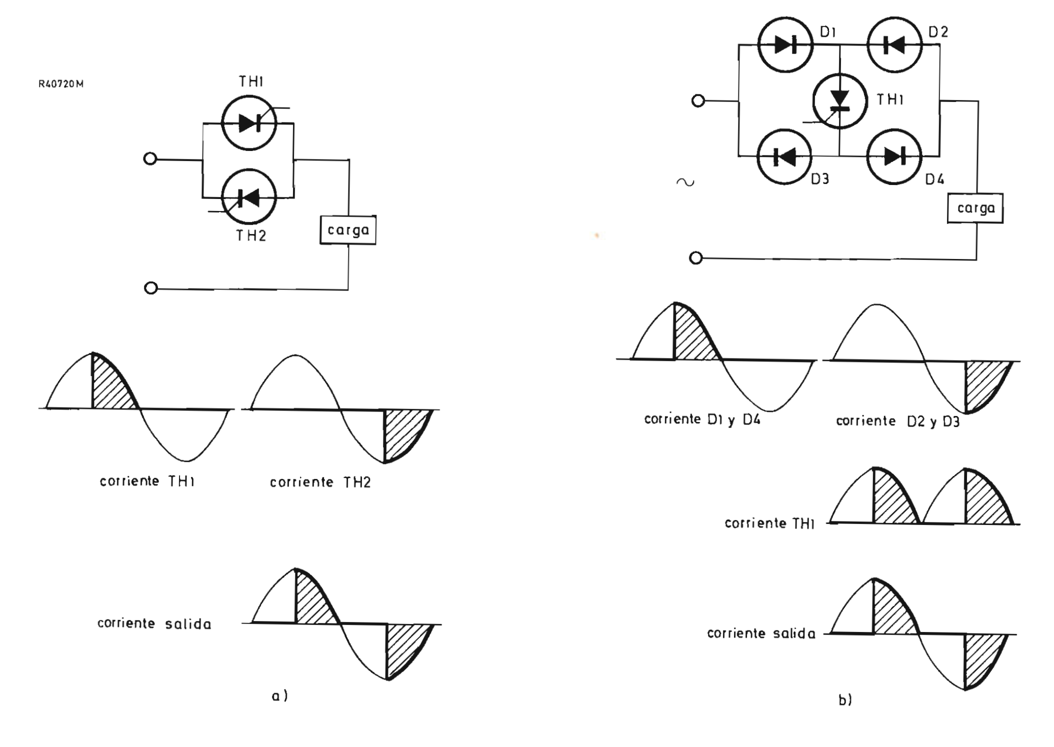
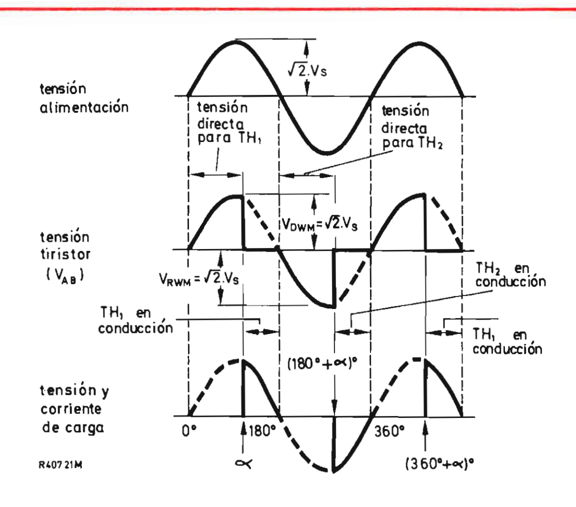


Figura 20. Convertidores monofásicos c.a./c.a. (a) Par de tiristores en antiparalelo; (b) puente no controlado con tiristor.



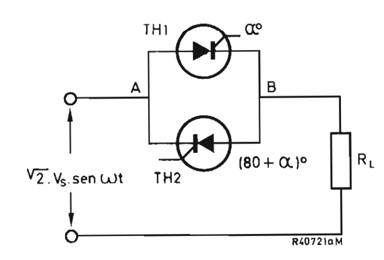


Figura 21. Formas de onda del montaje en antiparalelo con carga resistiva.

tánea de la red. Conducirá durante el resto del semiciclo positivo, bloqueándose cuando la tensión de ánodo pase por cero a 180°. El tiristor *TH*2 se dispara en el ángulo $(180 + \alpha)^\circ$, y conduce durante un tiempo igual al de *TH*1, bloqueándose cuando su tensión de ánodo se anula a los 360°. El tiristor *TH*1 se dispara de nuevo a $(360 + \alpha)^\circ$ y la secuencia se repite. La carga recibe impulsos de corriente (de polaridad alterna y formando parte de una onda sinusoidal). La duración de cada impulso es el ángulo de conducción γ, es decir $(180 - \alpha)^\circ$, y la potencia de salida puede así controlarse variando el ángulo de disparo α.

Como los tiristores están conectados en antiparalelo, la tensión directa en bornes de un tiristor forma la tensión inversa del otro, como puede verse en las formas de onda de tensión de la figura 21.

Pueden calcularse los diversos valores de la corriente en el tiristor y sus relaciones, en términos de la tensión de red. Estas expresiones se indican en la tabla, junto con la tensión de salida y la potencia en función del ángulo de disparo. Las curvas correspondientes están representadas en los gráficos analíticos universales de la figura 22.

Debido a la generación de armónicos en la carga de c.a., el factor de potencia presentado a la red será menor que la unidad excepto si el ángulo de disparo es igual a cero, momento en el cual, teóricamente, circula una corriente puramente sinusoidal. El factor de potencia presentado a la red $F_{p(in)}(\alpha)$ es la relación entre la potencia activa de entrada (que se supone igual a la potencia activa de salida) y la potencia aparente de entrada. La potencia de salida activa (componentes no reactivos) es la potencia eficaz de salida, indicada en la tabla.

La potencia aparente de entrada es:

$$P_{in(app)}(\alpha) = V_s I_s,$$

obteniéndose I_s por división de $V_{o(ef.)}(\alpha)$ indicada en la tabla por R_L.

Así pues:

$$F_{p(in)}(\alpha) = \frac{P_{o(r.m.s.)}(\alpha)}{P_{in(app)}(\alpha)} = \left[\frac{\pi - \alpha + \frac{1}{2}\sin 2\alpha}{\pi}\right]^{1/2}.$$

Esta expresión también está representada en la figura 22.

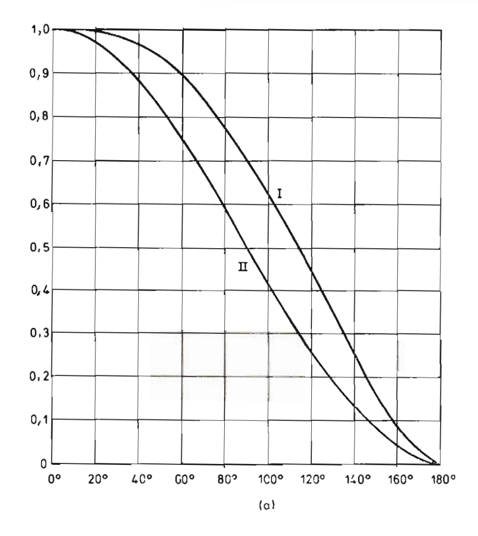
Las fórmulas dadas no son válidas para el montaje en puente representado en la figura 20b, pero no se darán nuevas expresiones pues este montaje, en la práctica, no es de utilización corriente.

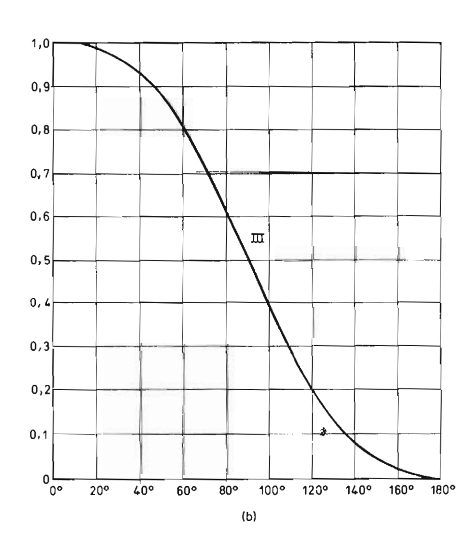
Convertidor monofásico c.a./c.a. controlado por triac con motor como carga

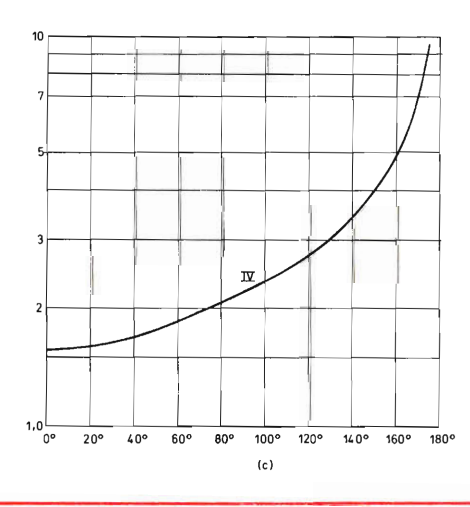
Para el control de potencia de cargas de baja inductancia (elementos calefactores, lámparas y motores de jaula de ardilla para ventiladores), puede utilizarse un triac; la figura 23 representa la utilización de un triac asociado a un conmutador controlado de silicio.

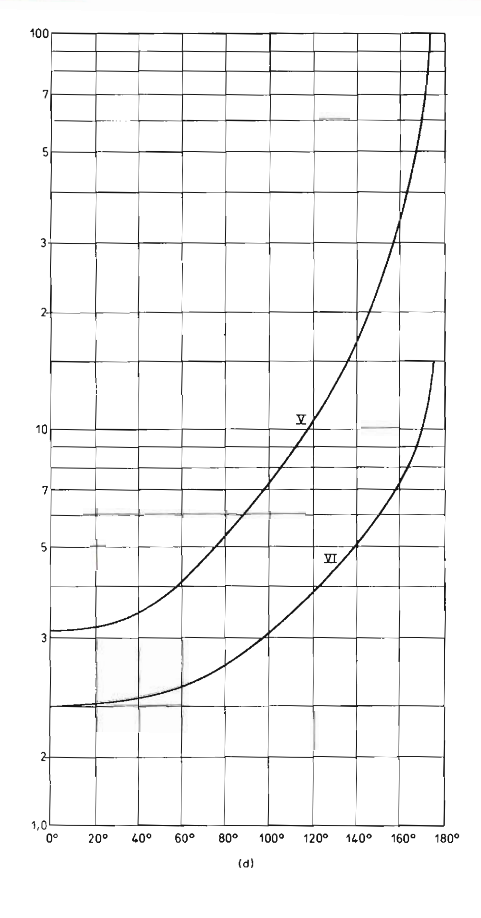
La tensión de red se rectifica, se limita con un diodo zener y se aplica a un divisor resistivo de tensión, que proporciona una tensión de sincronismo y una referencia a la puerta anódica del SCS. Además, la tensión estabilizada por el zener se aplica a un circuito temporizador RC, que da una mayor estabilidad. Al terminar un semiciclo, *C*2 se descarga, asegurando que la carga inicial de *C*2 sea siempre igual a cero al empezar cada semiciclo, eliminándose así la histéresis.

Cuando la tensión en bornes de *C*2 supera la tensión de la puerta anódica, SCS conduce y aplica un impulso de corriente a la puerta del triac a través del transformador. El triac conduce entonces durante el resto del semiciclo. La velocidad de subida de la tensión del condensador y, por lo tanto, el punto de cebado del triac, puede variarse por medio del resistor variable.









Curva I $= \left[\dfrac{\pi - \alpha + \frac{1}{2}\sin 2\alpha}{\pi}\right]^{\frac{1}{2}}$

Curva II $= \dfrac{1 + \cos\alpha}{2}$

Curva III $= \dfrac{\pi - \alpha + \frac{1}{2}\sin 2\alpha}{\pi}$

Curva IV $= \dfrac{1}{1 + \cos\alpha}\left[\pi(\pi - \alpha + \frac{1}{2}\sin 2\alpha)\right]^{\frac{1}{2}}$

Curva V $= \dfrac{2\pi}{1 + \cos\alpha}\quad 0 \leqslant \alpha \leqslant \pi/2$

$= \dfrac{2\pi \sin\alpha}{1 + \cos\alpha}\quad \pi/2 \leqslant \alpha \leqslant \pi$

Curva VI $= \left[\dfrac{4\pi}{\pi - \alpha + \frac{1}{2}\sin 2\alpha}\right]^{\frac{1}{2}}\quad 0 \leqslant \alpha \leqslant \pi/2,$

$= \sin\alpha\left[\dfrac{4\pi}{\pi - \alpha + \frac{1}{2}\sin 2\alpha}\right]^{\frac{1}{2}}\quad \pi/2 \leqslant \alpha \leqslant \pi$

Figura 22. Gráficos analíticos universales para el montaje en antiparalelo con carga resistiva.

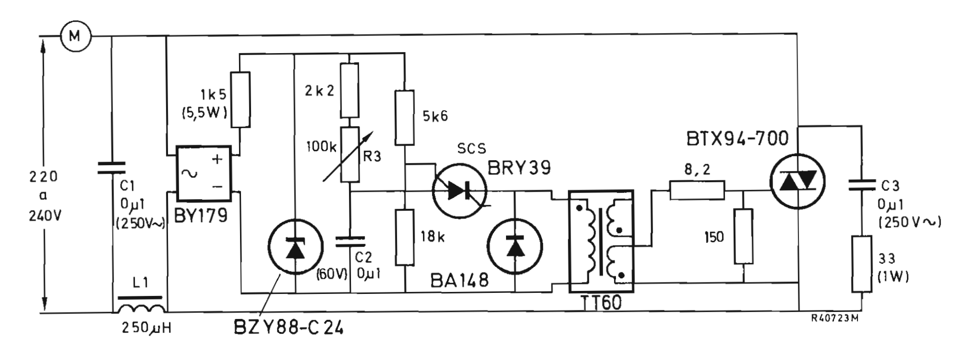


Figura 23. Circuito de control de un motor de ventilador de c.a. (Todos los resistores de 1/4 W, si no se indica otra cosa).

Tabla. Corrientes en los tiristores, factores de forma y salida en montaje antiparalelo con carga resistiva.

magnitud	símbolo	expresión
corriente media en el tiristor con un ángulo de disparo α	$I_{T(AV)}\,(\alpha)$	$\dfrac{V_s}{\sqrt{2}\,.\,\pi R_L}(1+\cos\alpha)$
valor máximo de la corriente media (con α = 0)	$I_{T(AV)}\text{máx}$	$\dfrac{\sqrt{2}\,.\,V_s}{\pi R_L}$
corriente media referida al valor máximo	$\dfrac{I_{T(AV)}(\alpha)}{I_{T(AV)}\text{máx}}$	$\dfrac{1+\cos\alpha}{2}$
corriente eficaz en el tiristor con un ángulo de disparo α	$I_{T(r.m.s.)}(\alpha)$	$\dfrac{V_s}{\sqrt{2}\,.\,R_L}\left[\dfrac{(\pi-\alpha+\frac{1}{2}\sin 2\alpha)}{\pi}\right]^{1/2}$
corriente eficaz referida al valor máximo	$\dfrac{I_{T(r.m.s.)}(\alpha)}{I_{T(r.m.s.)}\text{máx}}$	$\left[\dfrac{(\pi-\alpha+\frac{1}{2}\sin 2\alpha)}{\pi}\right]^{1/2}$
factor de forma de la corriente en el tiristor (eficaz/media)	$F_{T(f)}(\alpha)$	$\dfrac{1}{1+\cos\alpha}\left\|\pi(\pi-\alpha+\frac{1}{2}\sin 2\alpha)\right\|^{1/2}$
factor corriente de pico/corriente media en el tiristor	$F_{T(M/AV)}(\alpha)$	$\begin{cases}\dfrac{2\pi}{1+\cos\alpha} & 0\leqslant\alpha\leqslant\dfrac{\pi}{2}\\ \dfrac{2\pi\sin\alpha}{1+\cos\alpha} & \dfrac{\pi}{2}\leqslant\alpha\leqslant\pi.\end{cases}$
factor corriente de pico/corriente eficaz en el tiristor	$F_{T(M/r.s.m.)}(\alpha)$	$\begin{cases}\left[\dfrac{4\pi}{\pi-\alpha+\frac{1}{2}\sin 2\alpha}\right]^{1/2} & 0\leqslant\alpha\leqslant\dfrac{\pi}{2}\\ \sin\alpha\left[\dfrac{4\pi}{\pi-\alpha+\frac{1}{2}\sin 2\alpha}\right]^{1/2} & \dfrac{\pi}{2}\leqslant\alpha\leqslant\pi\end{cases}$
tensión eficaz de salida	$V_{o(r.m.s.)}(\alpha)$	$V_s\left[\dfrac{\pi-\alpha+\frac{1}{2}\sin 2\alpha}{\pi}\right]^{1/2}$
corriente eficaz de salida	$I_{o(r.m.s.)}(\alpha)$	$\dfrac{V_s}{R_L}\left[\dfrac{\pi-\alpha+\frac{1}{2}\sin 2\alpha}{\pi}\right]^{1/2}$
potencia eficaz de salida	$P_{o(r.m.s.)}(\alpha)$	$\dfrac{V_s^{\,2}}{\pi R_L}(\pi-\alpha+\frac{1}{2}\sin 2\alpha)$

Estas expresiones están representadas por las curvas de la figura 22.

El choque $L1$ y el condensador $C1$ limitan la pendiente de los transitorios de corriente y ayudan a suprimir interferencias de radiofrecuencia. La red RC en bornes del triac lo protege de transitorios de tensión

5. CHOPPERS E INVERSORES

5.1. Choppers

Un chopper es un interruptor colocado entre un generador de c.c. y una carga. La tensión media de la carga se controla variando el ciclo de trabajo del chopper.

Consideraremos el chopper con tiristores primero en su forma más básica: chopper de un solo tiristor. La figura 24 representa el circuito y muestra la forma de onda.

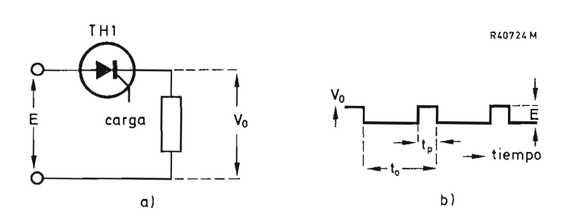


Figura 24. (a) Chopper básico; (b) forma de onda de salida.

Evidentemente, mientras el tiristor conduce, la tensión de salida es igual a la tensión de alimentación, y durante los períodos de corte, la tensión de salida es igual a cero. Así, pues,

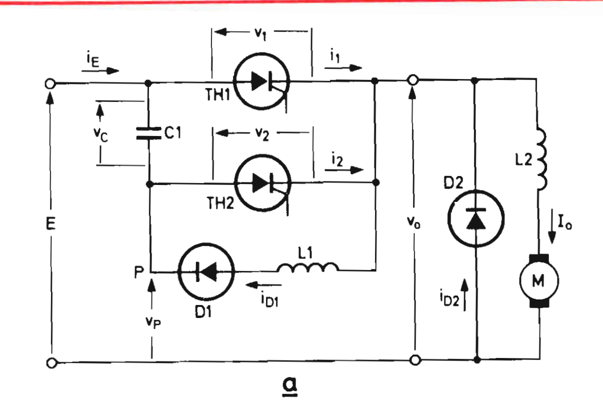
$$V_{o(AV)} = t_p/t_o\ E,$$

con t_p = período de conducción
t_o = período de repetición
E = tensión de alimentación
y $V_{o(AV)}$ = tensión media de salida.

La conmutación del tiristor puede efectuarse de tres maneras: haciendo oscilar la carga, disponiendo un tiristor auxiliar y variando la frecuencia de los impulsos de disparo.

En la figura 25 se representa un chopper con dos tiristores y se muestran las formas de onda principales. Este circuito trabaja en conmutación forzada: $TH1$ es el tiristor que aplica corriente a la carga y $TH2$ es el tiristor auxiliar que bloquea a $TH1$ por inversión de la corriente. La salida se varía modificando el instante t_4 de cebado de $TH1$.

Antes de t_1, $TH1$ conduce y $C1$ está cargado a la tensión de alimentación (placa inferior positiva). El período



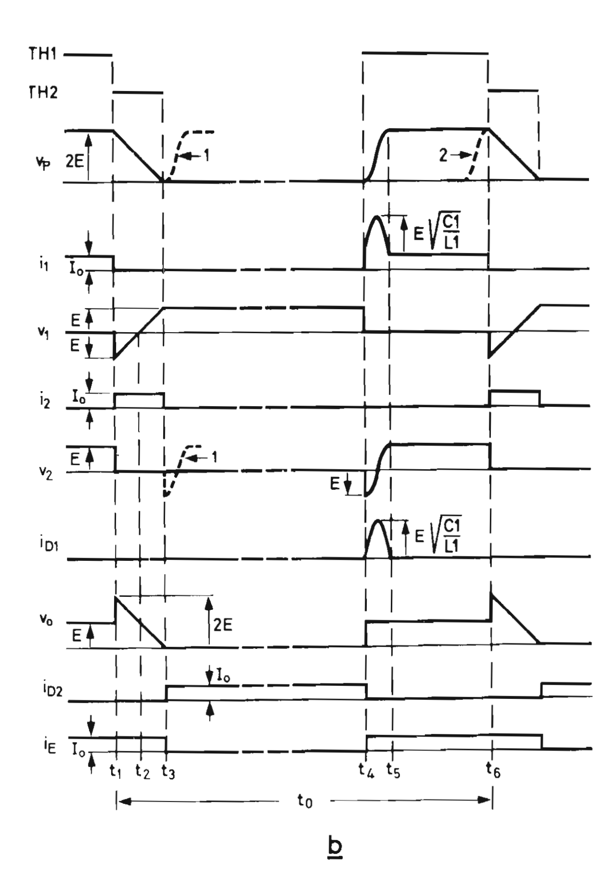
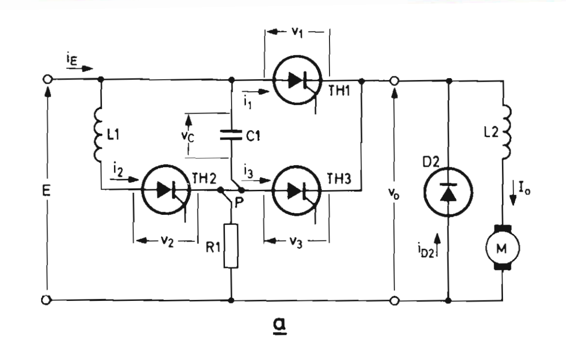


Figura 25. (a) Chopper de conmutación forzada con dos tiristores; (b) formas de onda.
I_o se supone c.c. pura: $v_C = E - v_P$: los períodos de conducción de los tiristores están indicados por trazos horizontales encima de las formas de onda.
1 = forma de onda del disparo más adelantado de TH1
2 = forma de onda del disparo más retrasado de TH1
t_o = período de repetición del chopper.

t_1 a t_3 es un período de conmutación; durante t_1, $TH2$ se dispara y permite que $C1$ fuerce la circulación de una corriente inversa a través de $TH1$, bloqueándolo. También durante t_1, debido a que $TH2$ está cebado, la ten-



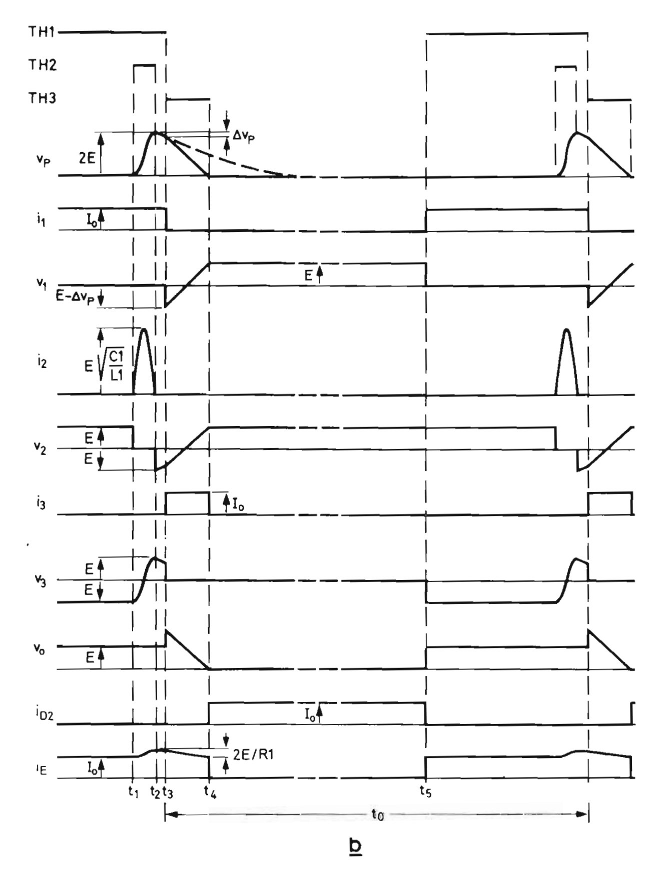


Figura 26. (a) Chopper de conmutación forzada con tres tiristores; (b) formas de onda.
$v_C = E - v_P$; t_O = período de repetición del chopper.

sión de la armadura inferior del condensador se aplica directamente a la salida, doblando realmente la tensión de salida durante un instante, pero inmediatamente *C*1 empieza a descargarse y recargarse en sentido opuesto (entre t_1 y t_3).

En el instante t_3, *TH*2 se bloquea y la tensión en bornes de *C*1 permanece constante a un valor igual al de la tensión de alimentación. La salida del chopper es igual a cero, de modo que la inductancia de la carga *L*2 hace conducir al diodo *D*2 para mantener la corriente en la carga.

En el instante t_4, la tensión en bornes de *C*1 se invierte por resonancia al cebarse *TH*1; el diodo *D*1 evita la descarga de *C*1. Entonces el circuito espera el nuevo disparo de *TH*2 que inicia el ciclo siguiente.

La figura 26 representa un chopper de conmutación forzada con tres tiristores y muestra las formas de onda asociadas. La conmutación la proporciona el tiristor adicional, por lo que no está influenciada por las condiciones de la carga. El tiristor *TH*1 deja pasar la corriente a la carga, *TH*2 conmuta la tensión de *C*1 y *TH*3 bloquea a *TH*1. Puesto que cualquier tiristor puede dispararse el primero, el arranque del circuito es fiable.

Antes de t_1, *TH*1 conduce. En el instante t_1, *TH*2 se ceba y la tensión de *C*1 se invierte por resonancia (el intervalo t_1-t_2 representa la mitad del período de resonancia). En el instante t_2, *TH*2 se bloquea por autoconmutación; como *TH*3 todavía no se ha disparado, *C*1 empieza a descargarse a través de *R*1, de modo que v_p disminuye exponencialmente.

En el instante t_3, *TH*3 se dispara y *TH*1 se bloquea a causa de la tensión de *C*1. La corriente de carga, I_o, se transfiere de *TH*1 a *TH*3, de modo que *C*1 se descarga linealmente.

Entre t_4 y t_5 hay un estado estable porque *C*1 no puede descargarse más. En el instante t_4, *TH*3 se bloquea por falta de corriente directa; no está sometido a tensión inversa hasta que *TH*1 se dispare de nuevo durante t_5. El tiristor *TH*1 sigue en conducción, aplicando la tensión de alimentación a la carga, hasta que *TH*3 vuelva a dispararse.

Como la conducción de *TH*1 no es necesaria para la conmutación, el chopper continuará funcionando incluso si este tiristor no se dispara. Mientras está conectada la carga, el condensador de conmutación pierde parte de su carga a través de *TH*3, de modo que existe una tensión de salida residual. Excepto los transitorios, las tensiones de los tiristores no superan la tensión de alimentación.

5.2. Inversor (c.c./c.a.)

La figura 27 representa el circuito básico de un inversor paralelo y muestra los impulsos de disparo. Cuando se ceba el tiristor *A*, circula corriente desde el positivo de la alimentación por la mitad izquierda del primario del transformador. Por autotransformación, la mitad derecha del primario desarrolla una tensión similar a la de la mitad izquierda (en serie como se indica en la figura 27) de modo que el condensador se carga al doble de la tensión de alimentación. Cuando se ceba el tiristor *B*, la

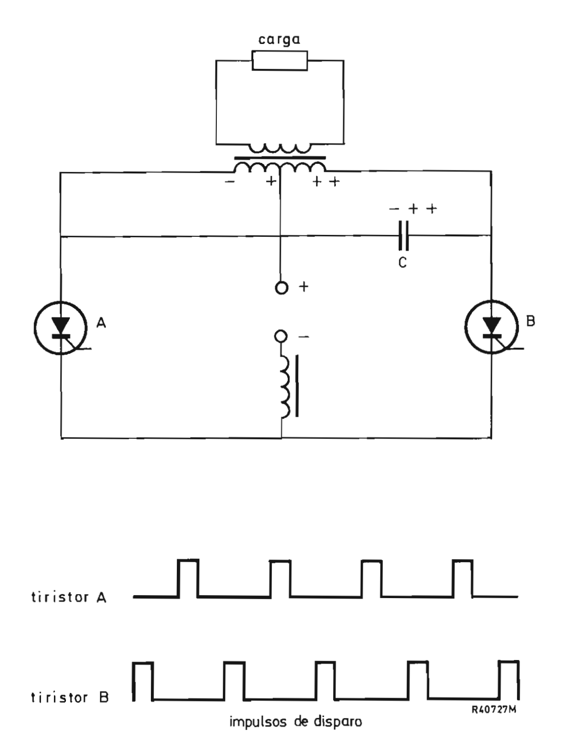


Figura 27. Circuito básico de un inversor paralelo.

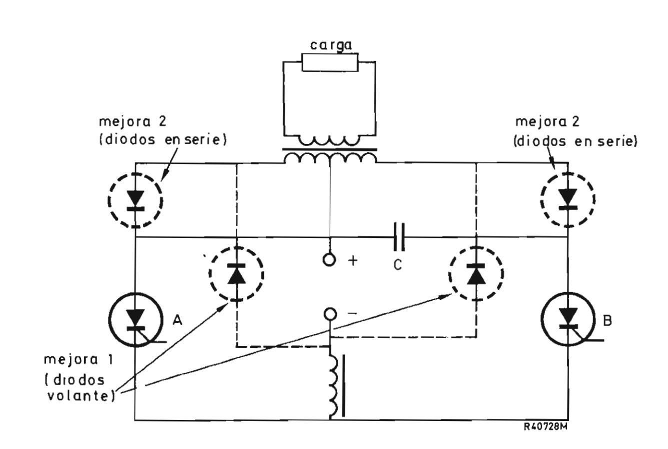
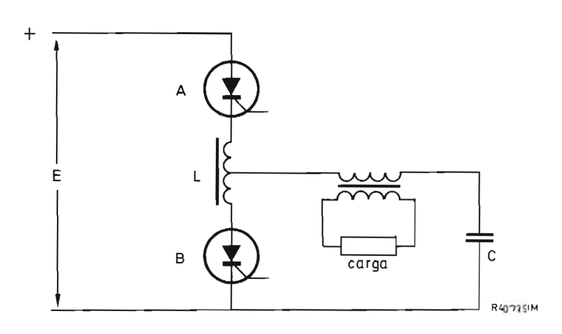


Figura 28. Mejora del inversor paralelo.



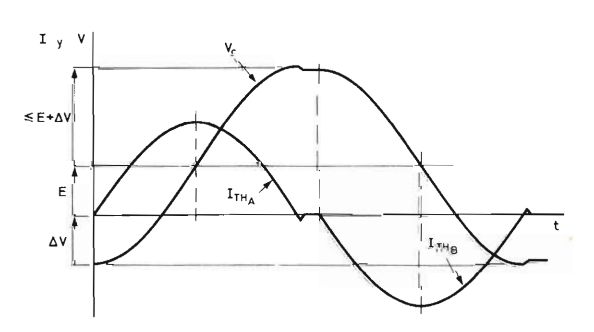


Figura 29. Inversor serie y formas de onda. ΔV = sobreoscilación.

tensión en bornes del condensador se opone al flujo de corriente a través del tiristor *A*, bloqueándolo; también se invierten las polaridades en el primario del transformador. Cuando vuelve a cebarse el tiristor *A* el ciclo se repite. Si se dispone el circuito para que cada impulso de disparo de *A* tenga lugar durante la mitad del intervalo que separa dos impulsos de *B* (figura 27), se obtiene una buena simetría en la onda de salida.

En este circuito básico, las variaciones de la carga pueden afectar a la conmutación. Con cargas inductivas se obtiene una notable mejora si se conectan diodos volantes como representa la figura 28 (esto también mejora la regulación de la tensión); otra mejora consiste en conectar diodos en serie con el primario para evitar oscilaciones separando la carga de la energía de conmutación (véase también la fig. 28).

La figura 29 representa el circuito de un inversor en serie y las formas de onda. Cuando el tiristor *A* se ceba, circula una corriente oscilante por *L* y el transformador de carga que tiene por resultado la carga de *C*; ésta continúa hasta que la tensión en los bornes de *C* es suficientemente alta para bloquear al tiristor *A*. Poco después se

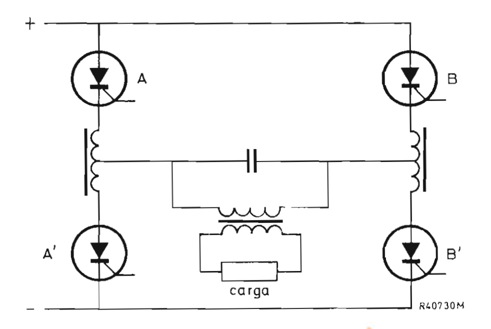


Figura 30. Inversor en puente.

dispara el tiristor *B*, y *C* se descarga en forma oscilante a través del transformador de carga, *L* y el tiristor *B*, hasta que esta corriente oscilante se invierte y bloquea al tiristor *B*. Después se repite el ciclo.

La conmutación depende de la carga porque la impedancia de carga se refleja en el circuito de la corriente de carga y descarga de *C*. Esto es normal en los inversores serie.

La figura 30 representa un inversor en puente. Cuando se ceban los tiristores *A* y *B'*, *C* se carga a la tensión de alimentación y aplica la tensión de sus bornes al primario del transformador de carga. Al cebarse los tiristores *B* y *A'*, la tensión en bornes de *C* se aplica a los tiristores *A* y *B'*, bloqueándolos. Después los tiristores *B* y *A'* cargan a *C* en sentido opuesto (aplicando el otro semiciclo al transformador de carga).

Como en el caso del inversor paralelo, la conmutación mejora con diodos volantes y limitación de tensión.

Este circuito puede adaptarse fácilmente a aplicaciones trifásicas.

DIODOS DE BARRERA SUPERFICIAL FOTOSENSIBLES

El diodo de barrera superficial sensible a la luz está formado por una delgada capa de oro evaporado sobre un substrato de silicio. Actúa de modo muy parecido a una unión PN, cuyo espesor de la capa empobrecida depende de la resistividad del material y de la polarización aplicada.

Junto con fotocélulas de estado sólido este diodo resulta especialmente interesante por tres principales razones: tiene una respuesta lineal a las radiaciones incidentes; tiene una respuesta rápida, y puede tener una gran superficie sensible. Los fototransistores carecen de linealidad. Lo mismo sucede con las células fotoconductoras como con los fotorresistores; por otra parte, el tiempo de respuesta de éstos depende de la intensidad de la radiación.

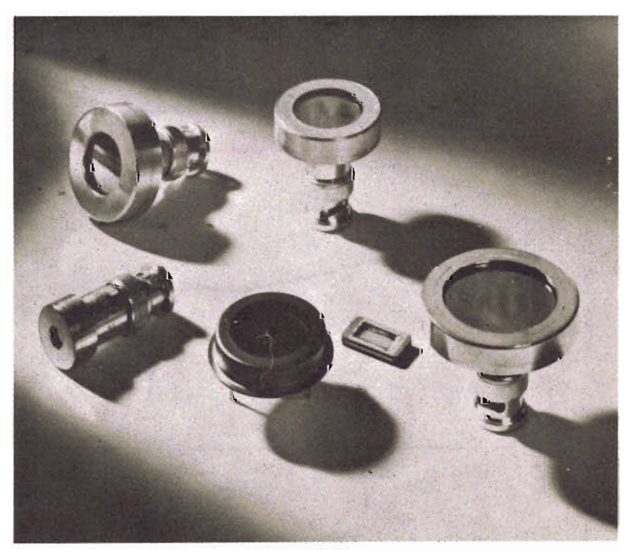
INTRODUCCION

Los diodos barrera tienen cuatro importantes ventajas en comparación con las células fotoemisivas tales como los fotodiodos de vacío. Su sensibilidad es muy superior a la del tubo vacío desde el ultravioleta al infrarrojo. La barrera superficial puede soportar fotocorrientes diez mil veces superiores a las que soportan los tubos vacíos, sin perjudicar la linealidad ni originar pérdidas de estabilidad. El diodo de barrera superficial es totalmente intercambiable con los tubos de tipo fotodiodo, y, tipo por tipo, proporciona una sensibilidad mucho mayor. Finalmente, presenta las propiedades de los semiconductores: es robusto, compacto y tiene larga vida.

Los fotodiodos de barrera superficial pueden fabricarse con distintas formas y tamaños; la única limitación procede de las dimensiones de la materia prima (generalmente, unos 32 mm de diámetro). Por tanto, es posible adoptar dimensiones del detector que se adapten a las del haz de radiación. Esta posibilidad evita la necesidad del empleo de factores de corrección, previstos para tener en cuenta las dimensiones del haz y del detector, lo cual siempre es peligroso debido a la falta de homogeneidad del haz. Puesto que no es necesario intercalar ningún sistema óptico, no existen pérdidas de transmisión.

FUNCIONAMIENTO

Existen dos tipos de fotodiodos de gran superficie: el de barrera superficial y el planar difundido. Aunque se basan en tecnologías de fabricación diferentes, los dos



Fotografía. Diodos fotosensibles de barrera superficial.

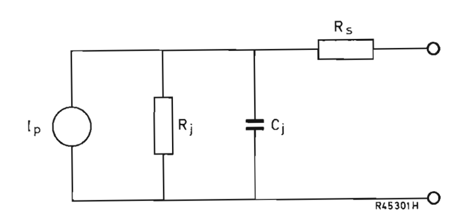


Figura 1. Circuito equivalente del fotodiodo de barrera superficial. I_p = fotocorriente; R_j = resistencia de la unión; C_j = capacidad de la unión, y R_s = resistencia en serie en el silicio.

tipos se pueden representar por el mismo circuito equivalente (fig. 1). Sin embargo, las diferentes técnicas de construcción producen una diferencia en la sensibilidad espectral. Las características de absorción y de reflexión del silicio dopado en el tipo de difusión planar produce una curva de sensibilidad espectral que es alta en la región del infrarrojo. La capa dorada del tipo de barerra superficial tiende a favorecer el extremo ultravioleta del espectro. La figura 2 muestra una curva típica de sensibilidad espectral de un fotodiodo de barrera superficial.

Las dimensiones de la superficie sensible del fotodiodo de barrera superficial y la clase del circuito conectado con él dependen sobre todo de la aplicación, aunque también influye en el tipo de circuito la elección del modo de funcionamiento. En principio son posibles dos modos de funcionamiento: el fotovoltaico y el fotoconductor. En el primero, el fotodiodo de barrera superficial trabaja en el cuarto cuadrante de la característica corriente/tensión, en el segundo, el diodo funciona en el tercer cuadrante (fig. 3).

Cada modo de funcionamiento tiene sus aspectos positivos. En el funcionamiento fotovoltaico no hay corriente de fugas (ni ruido de granalla) lo cual comporta que, por lo general, se pueden medir energías de radiación menores. La tensión de salida en circuito abierto ($R_{l\,grande}$ en fig. 3) es proporcional al logaritmo de la radiación incidente; en el caso de $R_{l\,pequeña}$ la corriente de cortocircuito es linealmente proporcional a la radiación incidente. Con el funcionamiento fotoconductor se obtiene una capacidad de la unión menor de la que se consigue con el funcionamiento fotovoltaico; la capacidad de la unión disminuye al aumentar la polarización. El tiempo de respuesta viene determinado, sobre todo, por el producto de la capacidad de la unión y los valores del resistor de carga. El nivel de la tensión de polarización también influye en la captación de portadores de carga libre, de modo que se dan sensibilidades superiores con el funcionamiento fotoconductor.

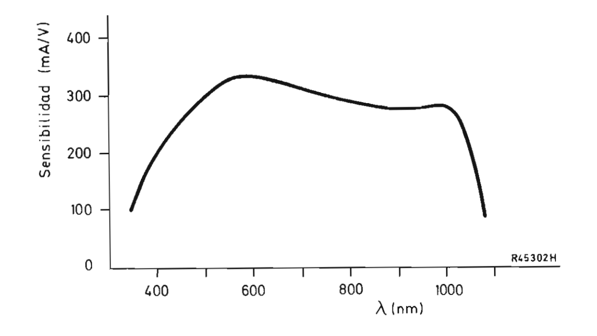
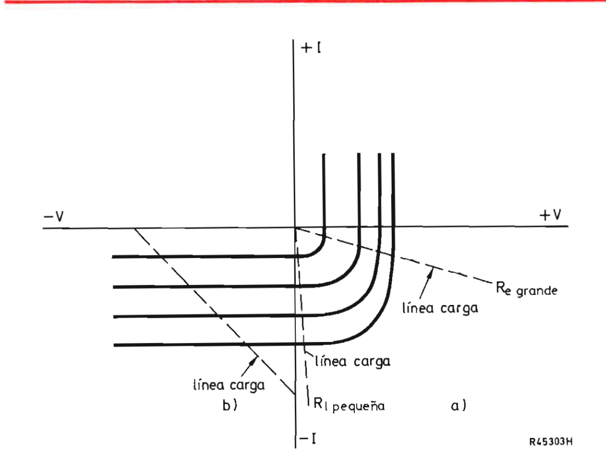


Figura 2. Curva típica de sensibilidad espectral de un fotodiodo de barrera superficial.



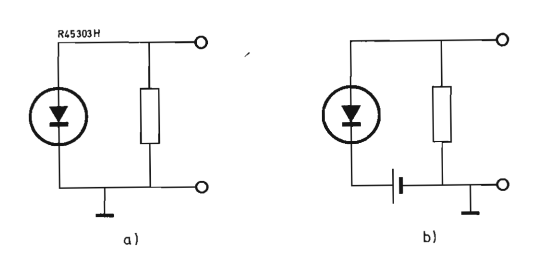


Figura 3. Característica corriente/tensión, con líneas de carga, a) para funcionamiento fotovoltaico, y b) para funcionamiento fotoconductor.

CONSIDERACIONES SOBRE EL FUNCIONAMIENTO

Una condición previa es, a menudo, la respuesta lineal con radiación incidente, y tanto el funcionamiento fotovoltaico con un R_l muy pequeño como el fotoconductor pueden satisfacer esta exigencia.

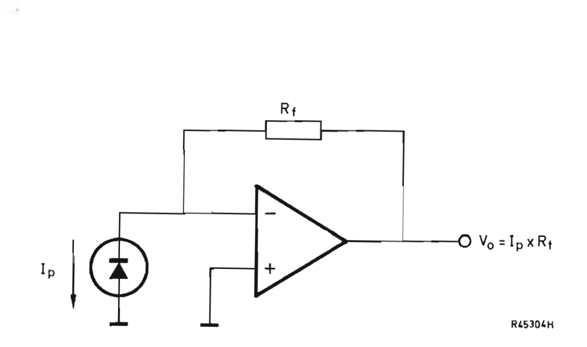


Figura 4. Convertidor de corriente-tensión con un fotodiodo que funciona en modo fotovoltaico.

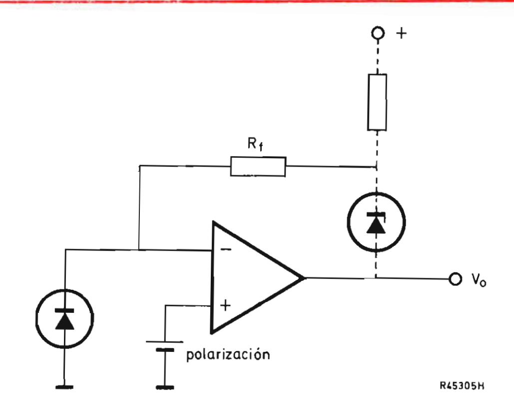


Figura 5. Convertidor de corriente-tensión con el fotodiodo que opera en modo fotoconductor.

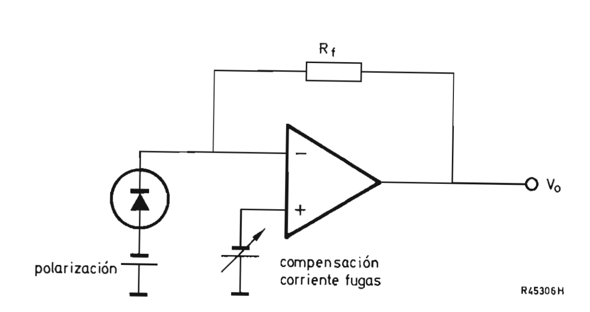


Figura 6. Polarización aplicada en serie con el fotodiodo.

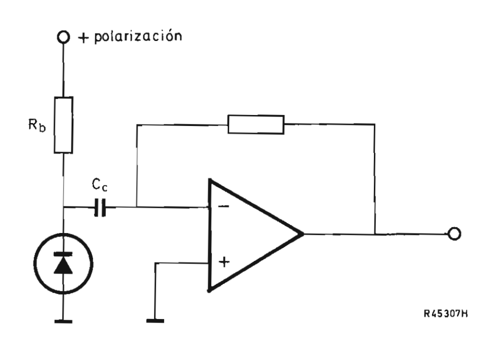


Figura 7. Un fotodiodo acoplado capacitivamente.

La situación de cortocircuito en el funcionamiento fotovoltaico (con R_l muy pequeño) se realiza mejor por medio de un convertidor de corriente a tensión. Un fotodiodo conectado con un amplificador de gran ganancia que tenga realimentación negativa, por ejemplo, un amplificador operacional, simula un cortocircuito virtual. La salida del circuito es una tensión igual al producto de la fotocorriente por la resistencia de realimentación (fig. 4).

Debido al tiempo de respuesta, puede ser necesario hacer funcionar el fotodiodo en el modo fotoconductor. En este caso, la polarización se puede conectar a la entrada no inversora del amplificador operacional con tal de que la salida pueda entregar esta tensión sin riesgo de que se active hasta saturación cuando se aplica una señal de radiación al fotodiodo. Este problema se puede resolver colocando un diodo regulador de tensión en el lazo de realimentación (fig. 5). La polarización se puede aplicar en serie con el fotodiodo si sus terminales están aislados de su cápsula (fig. 6).

El funcionamiento en el modo fotoconductor implica una corriente de fugas originada por la polarización, y el producto de esta corriente de fugas por la resistencia de realimentación produce una tensión de salida extra. Se puede compensar esta salida extra aplicando una tensión ajustable a la entrada no inversora del amplificador operacional en el circuito representado en la figura 6. En el circuito representado en la figura 5, se puede conseguir compensación seleccionando los valores del diodo regulador y la tensión de polarización, de modo que la tensión de salida sea nula cuando no se aplica la señal de radiación al fotodiodo.

Los métodos de polarización como éstos no son aplicables cuando el nivel de la corriente de fugas no está demasiado lejos de la corriente de señal. La corriente de fugas está ligada a la temperatura, y variará en función de las variaciones de temperatura, produciendo así una desviación en la eficacia de la compensación.

En aplicaciones en las cuales la luz es modulada, el método de polarización representado en la figura 7 resultará útil para resolver los problemas de corriente de fugas. El fotodiodo se ha de acoplar al amplificador a través de un condensador. La frecuencia de "ángulo menor" viene dada por

$$f_l = \frac{1}{2\,\pi\, R_p C_c},$$

donde R_p es el valor, en ohmios, de la resistencia de la unión en paralelo con la resistencia de polarización R_b, y C_c es el valor del condensador de acoplamiento en faradios.

Cuando se emplea un amplificador operacional con una etapa de entrada de transistor en mediciones de baja radiación, la corriente de entrada (sin fotocorriente) puede ser demasiado grande (el producto de esta corriente por el valor de la resistencia de realimentación puede dar lugar a una tensión de salida que es demasiado elevada para permitir mediciones exactas). También existe la posibilidad de que el ruido generado por el amplificador operacional afecte las mediciones de baja radiación. En tales casos el circuito convertidor de corriente-tensión mejora con la adición de una etapa de entrada con transistor de efecto de campo. La característica de ruido de los transistores de efecto de campo es mucho mejor que la de los transistores bipolares, y la corriente de entrada es mucho menor. El circuito representado en la figura 8 incluye una etapa de entrada diferencial con transistor de efecto de campo, la cual es preferible en el caso de que se necesite un funcionamiento en c.c.

El valor del resistor de realimentación R_f depende del valor de la radiación más alta que se haya de medir y de la tensión de salida saturada del amplificador operacional (unos 13 V para una carga de 2 kΩ o más); es posible encontrar resistencias de 10^{10} Ω. La polarización se puede aplicar de acuerdo con los principios indicados.

Otra propiedad del modo de operación fotovoltaico de cortocircuito virtual es la respuesta de frecuencia más elevada que se puede obtener. En el sencillo circuito fotovoltaico (como el representado en la figura 3a) la frecuencia de "ángulo superior" viene dada por:

$$f_h = \frac{1}{2\,\pi\,R_l C_j},$$

donde R_l es el valor de la resistencia de carga en ohmios y C_j es el valor de la capacidad de la unión en faradios.

La capacidad de la unión, en picofaradios, viene dada por:

$$C_j = \frac{\epsilon A}{4\,\pi\,d},$$

donde ϵ es la constante dieléctrica (igual a 12 para silicio), A es el área de la unión (cm^2), y d es el espesor de la capa empobrecida (cm). A su vez, el espesor de la capa empobrecida de silicio tipo N, en μm, se puede determinar a partir de

$$d = \frac{(\rho\ V)^{1/2}}{2},$$

donde p es la resistividad del material (Ω . cm) y V es la tensión de polarización (V).

Por ejemplo, una capacidad de la unión de 30 pF y un resistor de carga de 100 kΩ produce una frecuencia de ángulo superior de 50 kHz aproximadamente.

Si el fotodiodo de barrera superficial de silicio se acopla a un convertidor de corriente-tensión, la frecuencia de ángulo superior se define por la frecuencia de transición (producto ganancia-ancho de banda) del circuito, f_T, y el producto de R_f por su capacidad parásita C_f. La función de transferencia del convertidor de corriente-tensión tiene una forma de segundo orden con una frecuencia de resonancia natural, ω_n, igual a:

$$\omega_n = \left[\frac{\omega_T}{R_f(C_i + C_f)}\right]^{1/2} \qquad (1)$$

y una relación de amortiguamiento, ζ, igual a

$$\zeta = \frac{1}{2}\left(\frac{R_f C_f^2\,\omega_T}{C_i + C_f}\right)^{1/2} \qquad (2)$$

donde C_i es la suma de los valores de la capacidad de la unión y la capacidad parásita en la entrada.

Figura 8. Un convertidor de corriente-tensión que tiene una etapa de entrada diferencial con transistores de efecto de campo.

En los cálculos de derivación de ζ (no indicados aquí) se supone que ω_T es tan elevado que se pueden despreciar los términos que contienen $1/\omega_T$.

Por tanto, parece que la curva de respuesta de frecuencia puede ser en pico o plana para ω_n según sea el valor de ζ. Este comportamiento es fácil de comprobar sometiendo el fotodiodo a una entrada de luz en escalón. La salida tendrá un sobreimpulso para valores de $\zeta < 1$ y un infraimpulso para valores de $\zeta > 1$. La fórmula para ζ muestra que la mejor respuesta de función en escalón (y por tanto la respuesta de frecuencia más elevada) se define por R_f y C_f cuando ω_T y C_i son fijos. En general, un sobreimpulso del 3 % resulta tolerable ($\zeta \approx 0{,}7$). Para este valor de ζ, el ancho de banda de 3 dB es igual a ω_n.

A partir de las ecuaciones 1 y 2 se puede deducir

$$\omega_n = \omega_T \left[\frac{1}{R_f C_i \omega_T + 2\zeta^2 + 2\zeta\,(\zeta^2 + R_f C_i \omega_T)^{1/2}} \right]^{1/2}$$

Empleando los mismos valores que en el ejemplo anterior, $R_f = 100\ \mathrm{k\Omega}$ y $C_i \approx C_j = 30$ pF, y suponiendo una f_T de 500 MHz (lo cual es posible) hallamos que $f_n = f_h$ tiene un valor de 5 MHz. En comparación con el circuito sencillo fotovoltaico representado en la figura 3a, este valor aumenta el ancho de banda máximo en un factor igual a 100. La capacidad parásita, C_f, necesaria para dar a ζ el valor correcto se puede hallar a partir de la ecuación 2 y es de 0,4 pF, aproximadamente.

En la figura 9 se representa un convertidor de corriente-tensión de amplio ancho de banda. Básicamente se trata de un montaje en cascodo con un transistor de efecto de campo de elevada conductancia de transferencia en la entrada. La característica de alta frecuencia y la elevada ganancia en lazo abierto del circuito aseguran una f_T superior a los 500 MHz.

CONSIDERACIONES SOBRE EL RUIDO

Otro aspecto de los fotodiodos de barrera superficial que merece la pena examinar es el ruido. La figura 10 representa un circuito equivalente del fotodiodo polarizado acoplado al convertidor de corriente-tensión. La función de transferencia en lazo abierto del amplificador operacional es:

$$\frac{-A}{1 + s\tau},$$

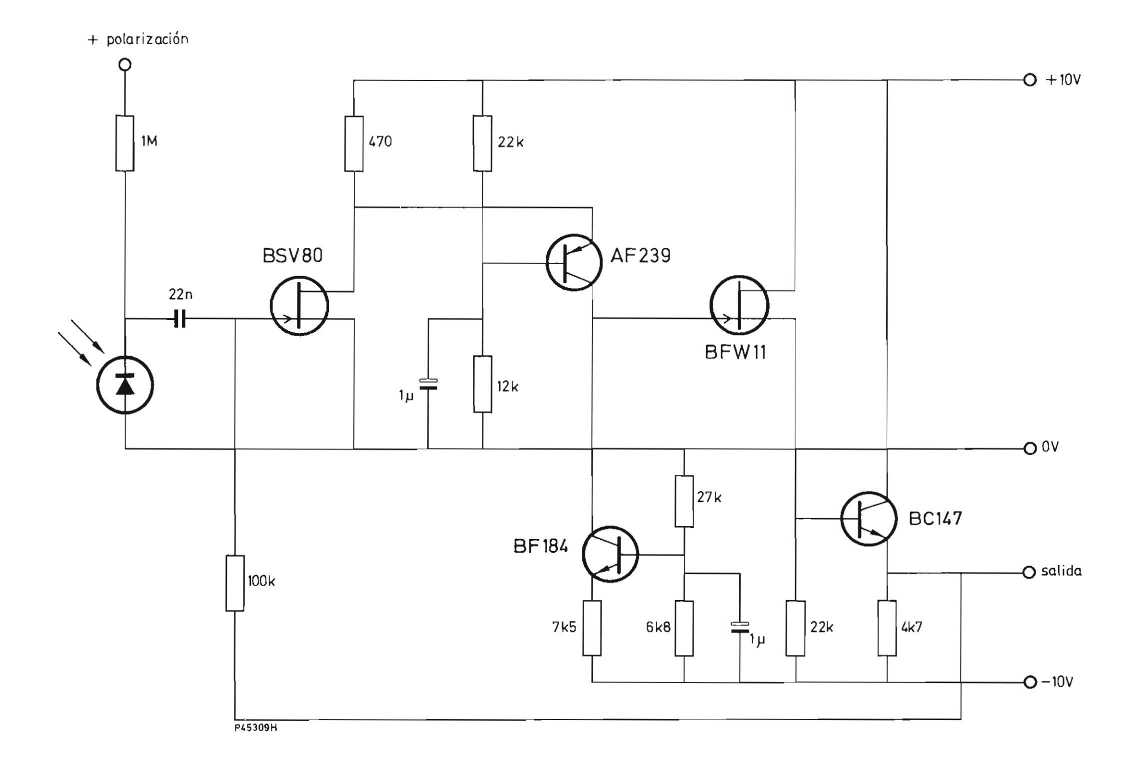


Figura 9. Un convertidor de corriente-tensión para amplios anchos de banda.

donde A es la ganancia en lazo abierto de baja frecuencia; s, el operador Laplace, y τ la constante de tiempo de paso bajo. No todo el ruido producido por diferentes fuentes pasa a través de la misma función de transferencia. A continuación se examinan las diferencias sin presentar los desarrollos del cálculo.

1) La fuente de ruido combinada i_t es igual a la raíz cuadrada de la suma cuadrática de las fuentes de ruido que pasan a través de la misma función de transferencia de segundo orden que la corriente de señal (las características de esta función ya se han examinado).
Estas fuentes de ruido son:

a) El ruido de la corriente del amplificador operacional
b) El ruido del fotodiodo que consta de ruido granalla y ruido de $1/f$

$$i_d = (i_{d1}^2 + i_{d2}^2)^{1/2},$$

donde

$$i_{d1} = \left(\frac{4kTB}{R_j} + 2\,e i_d B\right)^{1/2},$$

en donde k es la constante de Boltzman (1,38 × × 10^{-23} J/K); T es la temperatura absoluta (K); e es la carga de electrón (1,6 × 10^{-19} culombios), y B es el ancho de banda del ruido (Hz), y donde i_{d2} es un ruido $1/f$ complejo asociado a la corriente de fugas. (En la fórmula de ruido granalla se ha de observar que la corriente de fotodiodo consta de corriente de señal y corriente de fuga. En el modo fotovoltaico de funcionamiento no existe corriente de fugas, por lo cual el ruido granalla es bastante menor.)

c) Ruido de corriente procedente del generador de tensión aplicado a través de un resistor en serie para corregir el offset del amplificador operacional.

2) Fuente de ruido e_a es el ruido de tensión del amplificador operacional. El efecto de C_i hace que la función de transferencia de segundo orden (la misma que para la señal excepto para frecuencias bajas) aumente a 6 dB por octava por encima de una frecuencia de ángulo aproximadamente igual a:

$$f = \frac{1}{2\,\pi\,(R_jR_f/R_j + R_f)\,(C_i + C_f)}.$$

La ganancia de tensión de ruido de baja frecuencia para e_a viene definida por $(R_f/R_j) + 1$.

3) Fuente de ruido e_b es el ruido asociado a la alimentación de polarización. En este caso, la función de transferencia de segundo orden aumenta 6 dB por octava por encima de

$$f = \frac{1}{2\,\pi\,R_jC_j}.$$

4) La fuente de ruido i_f es el ruido Johnson (térmico) del resistor de realimentación

$$i_f = \left(\frac{4kTB}{R_f}\right)^{1/2}.$$

Su función de transferencia es

$$\frac{e_f}{i_f} = \frac{R_f}{1 + s\,\tau_f},$$

donde e_f es el ruido de salida del circuito debido a R_f, y $\tau_f = R_fC_f$.

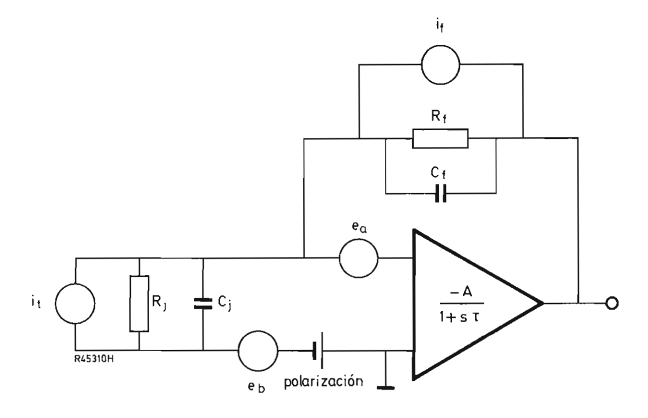


Figura 10. Las distintas fuentes de ruido cuando se conecta un fotodiodo a un convertidor de corriente-tensión.

El ruido total en la salida es igual a la raíz cuadrada de la integral de la suma cuadrática de las fuentes de ruido que tienen funciones de transferencia indicadas antes. Los límites de esta integral están formados por el paso de banda rectangular en el cual se mide el ruido.
Los fotodiodos de barrera de superficie se pueden emplear para llenar el vacío que existe entre los fotomultiplicadores de gran sensibilidad y los fotodiodos de vacío de ganancia unidad. Pueden sustituir a los fotodiodos de vacío y también a muchos de los fotomultiplicadores empleados actualmente para medidas de radiaciones elevadas y medias.

ESTABILIZADORES DE TENSION CON TBA281

Como ampliación de la serie de circuitos de aplicación práctica del circuito integrado estabilizador de tensión TBA281 descritos en el número 3, vol. 11 (págs. 93 a 109), publicamos a continuación ocho circuitos prácticos que ponen de relieve las grandes posibilidades de aplicación de dicho circuito integrado. En la tabla adjunta se resumen las principales características de cada uno de estos circuitos.

Símbolos

I_O = corriente de salida
$I_{O\ nom}$ = máxima corriente de salida de trabajo
$I_{O\ corto}$ = máxima corriente de salida permisible con un cortocircuito entre los terminales de salida del estabilizador
V_O = tensión de salida estabilizada
V_i = tensión de entrada no estabilizada.

Circuito	V_i (V)	V_O (V)	I_O *nom. a 25°* (A)	I_O *máx. a 0°* (A)	I_O *corto* (A)	$\frac{\Delta V_O}{V_O}$ $(I_O = k)$ (%)	$\frac{\Delta V_O}{V_O}$ $(V_i = k)$ (%)	$R_{th\ K}$ *de T51* (°C/W)
1	20 a 26	15	1	–	0,82	0,02	0,1	⩽1
2	10 a 12	6	1	–	1,6	0,01	0,1	⩽1,9
3	15 a 30	5	0,5	0,85	–	0,02	0,1	⩽2,7
4	11 a 14	5	2	–	2,9	0,1	0,15	⩽1,5
5	65 a 80	48	1,1	1,65	–	0,05	0,15	⩽0,8
6	18,5 a 24	12	2	–	1,75	0,1	0,15	⩽1,2
7	–20 a –25	–15	0,25	0,6	–	0,015	0,03	⩽9 (T61)
8	–20 a –26	–15	4,2	5,6	–	0,02	0,25	⩽26 (T51), ⩽0,8 (T52)

Tolerancia resistores = 10%. Tolerancia condensadores = 20%

CIRCUITO 1

Figura 1. Radiador para *T*51: 15 cm de refrigerador 56230

CIRCUITO 2

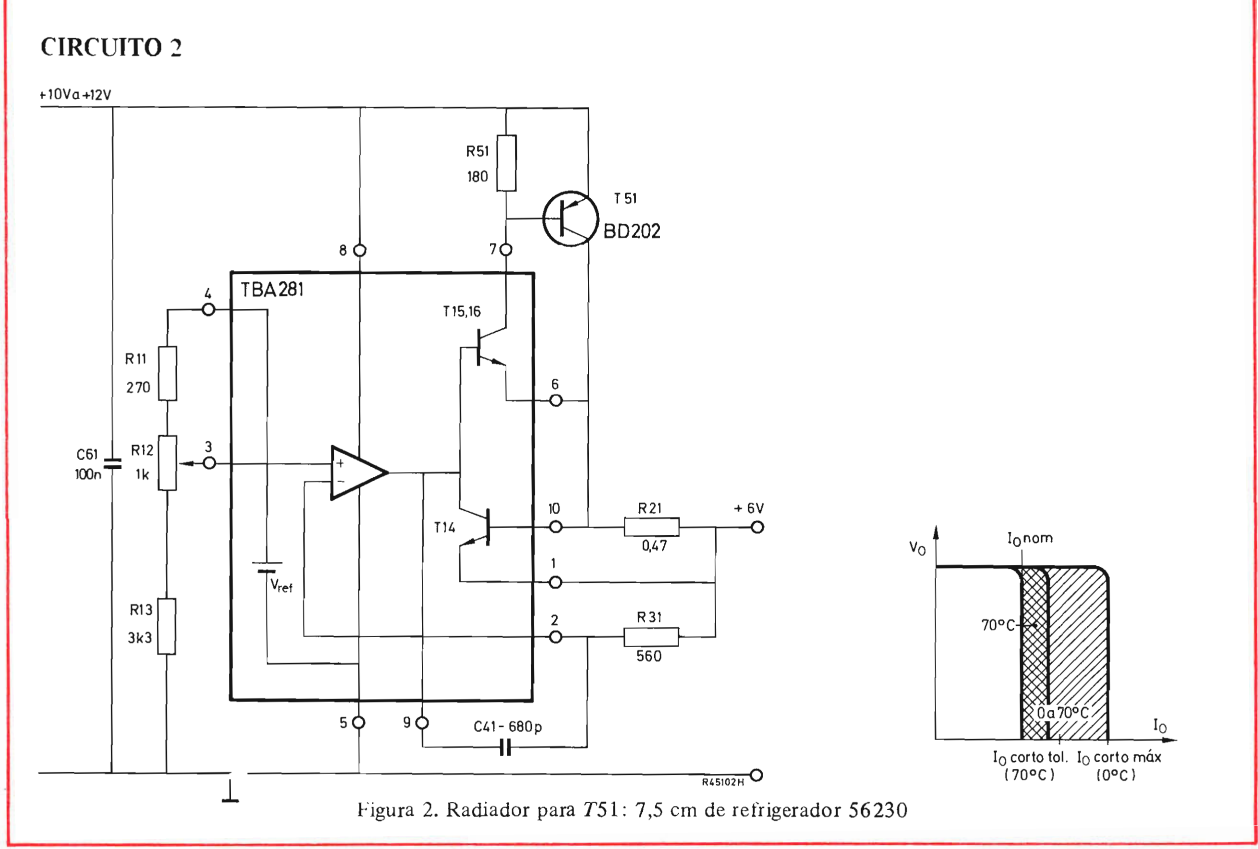


Figura 2. Radiador para *T*51: 7,5 cm de refrigerador 56230

CIRCUITO 3

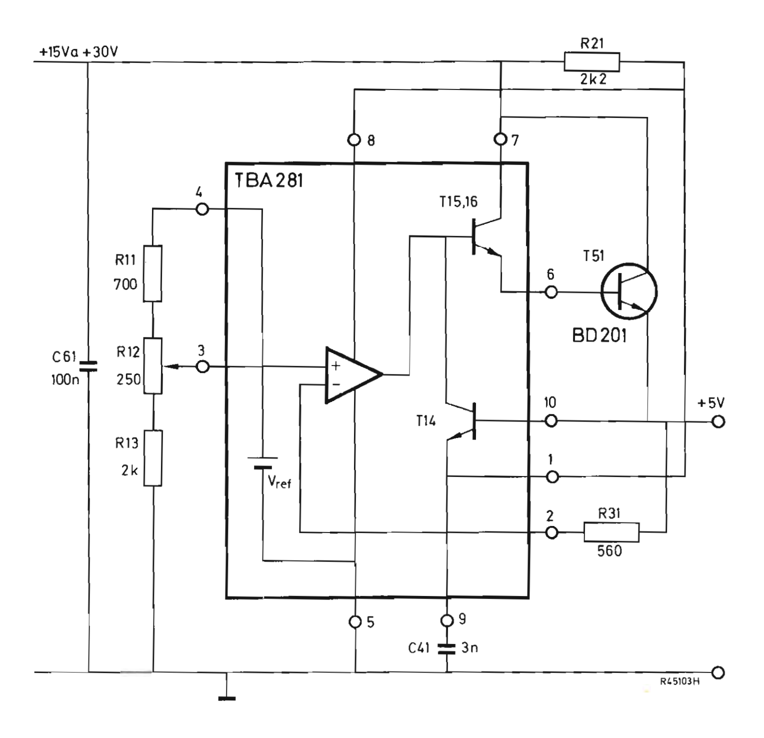
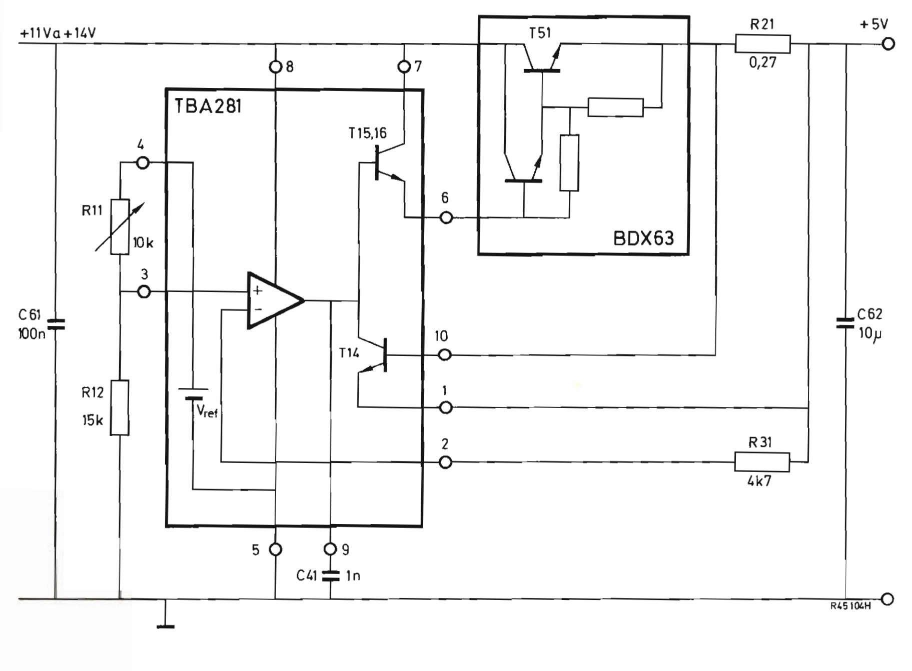


Figura 3. Radiador para *T*51: 5 cm de refrigerador 56230

CIRCUITO 4



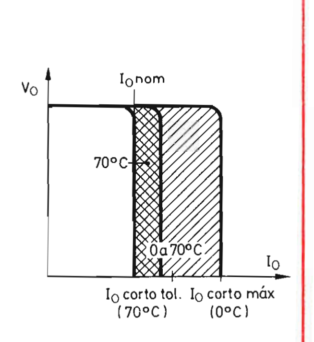


Figura 4. Radiador para *T*51: 8,5 cm de refrigerador 56230

CIRCUITO 5

+65V a +80V
C61 100n
D61
BZY88-C10
R61 1k
8
7
TBA281
T15,16
T51
BDX65
D51
BZY88-C4V3
4
R14 8k2
R11 3k3
R15 5k
3
6
10
T14
1
2
Vref
R21 0,47
R13 8k2
5
9
C41 1n5
+48V
R12 68k
R62 5k6
R45105H

Figura 5. Radiador para *T*51: 20 cm de refrigerador 56230

CIRCUITO 6

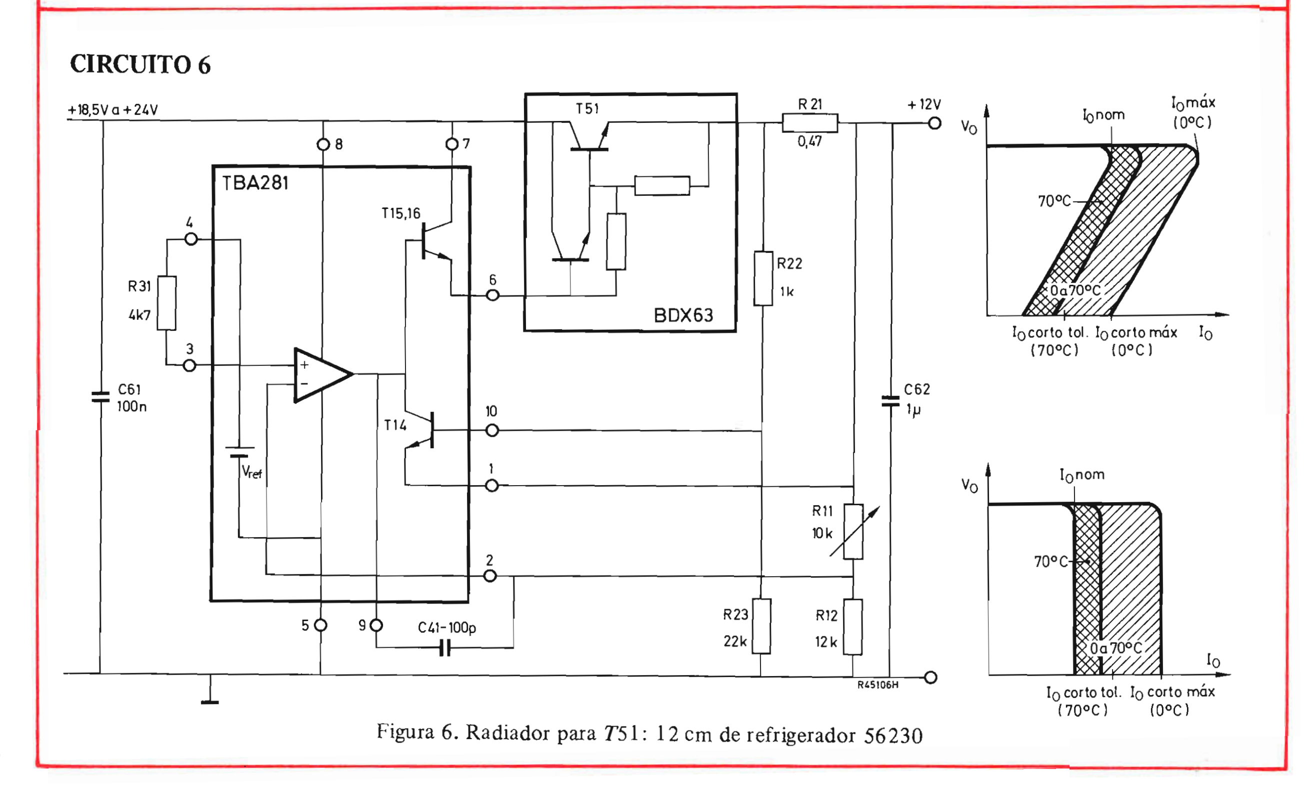


Figura 6. Radiador para *T*51: 12 cm de refrigerador 56230

CIRCUITO 7

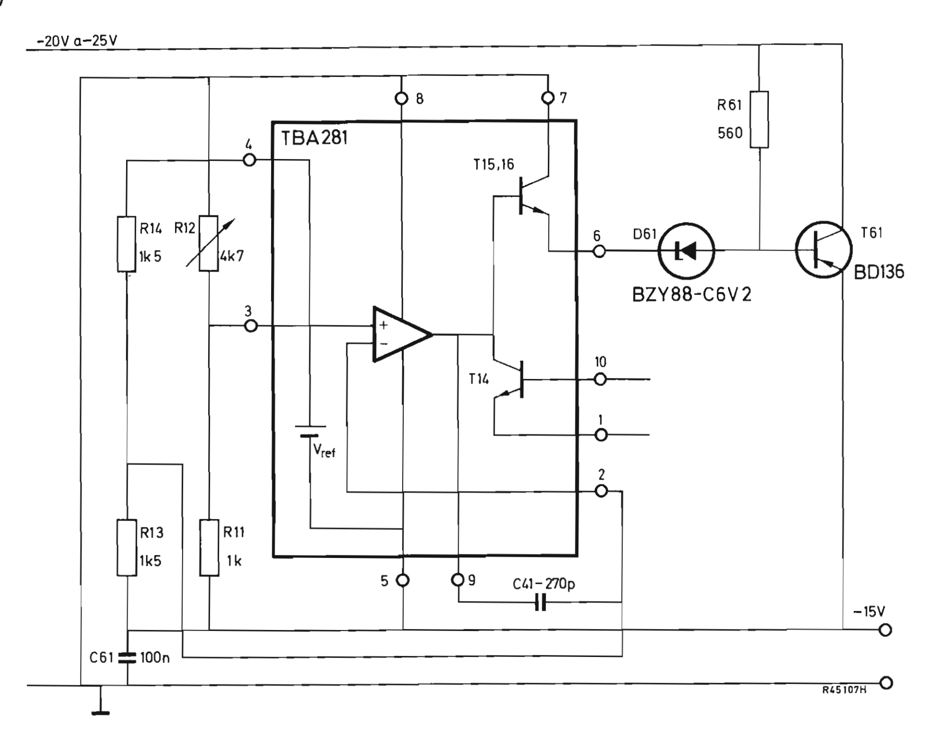


Figura 7. Radiador para *T*61: 90 X 90 X 3 mm de aluminio, horizontal

CIRCUITO 8

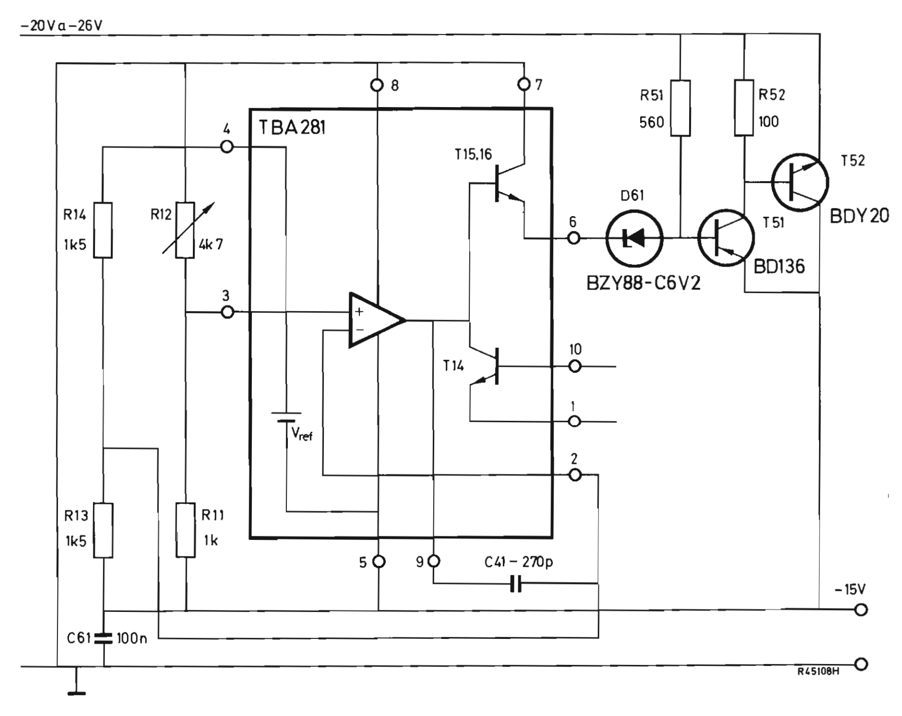


Figura 8. Radiador para *T*51: 50 X 40 X 3 mm de aluminio, horizontal
Radiador para *T*52: 20 cm de refrigerador 56230

SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES (UNIDADES S.I.)

MAGNITUDES	UNIDADES	SIMBOLOS	
UNIDADES FUNDAMENTALES			
Longitud	metro	m	
Masa	kilogramo	kg	
Tiempo	segundo	s	
Temperatura termodinámica	grado Kelvin	°K	
Intensidad de corriente eléctrica	amperio	A	
Intensidad luminosa	candela	cd	
Cantidad de materia	mol	mol	
UNIDADES SUPLEMENTARIAS			
Angulo plano	radián (radiante)	rad	
Angulo sólido	estereorradián (estereorradiante)	sr	
UNIDADES DERIVADAS			
Superficie	metro cuadrado		m^2
Volumen	metro cúbico		m^3
Frecuencia	hertzio (hertz)	Hz	s^{-1}
Densidad	kilogramo por metro cúbico		kg/m^3
Velocidad	metro por segundo		m/s
Velocidad angular	radián por segundo		rad/s
Aceleración	metro por segundo, por segundo		m/s^2
Aceleración angular	radián por segundo, por segundo		rad/s^2
Fuerza	newton	N	$kg \cdot m/s^2$
Presión	pascal	Pa	N/m^2
Viscosidad cinemática	metro cuadrado por segundo		m^2/s
Viscosidad dinámica	pascal por segundo	Pa.s	$N \cdot s/m^2$
Trabajo, energía, cantidad de calor	julio	J	N·m
Potencia	vatio	W	J/s
Cantidad de electricidad	culombio	C	A·s
Tensión eléctrica, diferencia de potencial, fuerza electromotriz	voltio	V	W/A
Intensidad de campo eléctrico	voltio por metro		V/m
Resistencia eléctrica	ohmio	Ω	V/A
Conductancia	siemens	S	A/V
Capacidad eléctrica	faradio	F	A·s/V
Flujo magnético	weber	Wb	V·s
Inductancia	henrio	H	V·s/A
Inducción magnética	tesla	T	Wb/m^2
Intensidad de campo magnético	amperio por metro		A/m
Fuerza magnetomotriz	amperio	A	
Flujo luminoso	lumen	lm	cd·sr
Luminancia	candela por metro cuadrado		cd/m^2
Iluminación	lux	lx	lm/m^2

MULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
tera	T	10^{12}
giga	G	10^{9}
mega	M	10^{6}
kilo	k	10^{3}
hecto	h	10^{2}
deca	da	10

SUBMULTIPLOS

PREFIJO	SIMBOLO	FACTOR
deci	d	10^{-1}
centi	c	10^{-2}
mili	m	10^{-3}
micro	μ	10^{-6}
nano	n	10^{-9}
pico	p	10^{-12}
femto	f	10^{-15}
atto	a	10^{-18}

TECNOLOGIA LOCMOS EN CIRCUITOS INTEGRADOS

El término LOCMOS, contracción de LOCOS y C-MOS designa una tecnología MOS complementaria en la cual el aislamiento entre los diferentes transistores se realiza por medio del procedimiento LOCOS.

PROCESO TECNOLOGICO

– El substrato de silicio 100 dopado de tipo N, se recubre con una fina capa de nitruro de silicio. Esta capa, así como parte del substrato, se quita de los lugares en donde se ha de hacer la oxidación profunda (LOCOS). Esta fase de oxidación térmica da lugar a una gruesa capa de óxido (1,8 μm) (primera máscara: figura 1 a).
– En el lugar donde se han de realizar los transistores de canal N, se quita el nitruro de silicio y se difunden las zonas de tipo P (segunda máscara: figura 1b).
– Luego se quita el resto de capa de nitruro de silicio y se hace crecer en toda la superficie una delgada capa de óxido. A continuación se deposita "polisilicio" en toda la superficie, que después se dopa mediante difusión de fósforo; luego se quita, excepto en las zonas de "rejillas de control" y de "conexiones" (tercera máscara: figura 1c).
– Se abren ventanas en los lugares destinados a los transistores de canal P; se difunden los drenadores y surtidores y luego se hace crecer una delgada capa de óxido (cuarta máscara: figura 1d).
– Se abren ventanas en los lugares donde se situarán los transistores de canal N; se difunden drenadores y surtidores (quinta máscara: figura 1e).
– Luego se deposita una capa de óxido y se abren ventanas de contacto (sexta máscara: figura 1f).
– Una vez se ha depositado el aluminio en la superficie, se delimita la red de interconexiones (séptima máscara: figura 1g).

VENTAJAS

El procedimiento LOCOS consiste, al principio del ciclo de fabricación, en oxidar profundamente ciertas zonas del substrato de silicio. Durante esta fase de oxidación las zonas que no se han de oxidar se protegen por medio de la capa de nitruro de silicio que recubre la placa y desempeña una función de máscara.

El óxido LOCOS constituye un excelente aislante eléctrico entre las superficies activas. Sus ventajas son las siguientes:

– Las difusiones se autoalinean con el LOCOS.
– La superficie normalmente perdida debido a defectos de alineación de las máscaras y de tolerancias resultantes se reduce notablemente; por ejemplo, se ve que las ventanas de contacto sobre una zona difundida y la interconexión de aluminio pueden recubrir parcialmente sin problemas el LOCOS adyacente.

Se obtiene así una reducción de las células y, por tanto, un aumento de la densidad de integración.

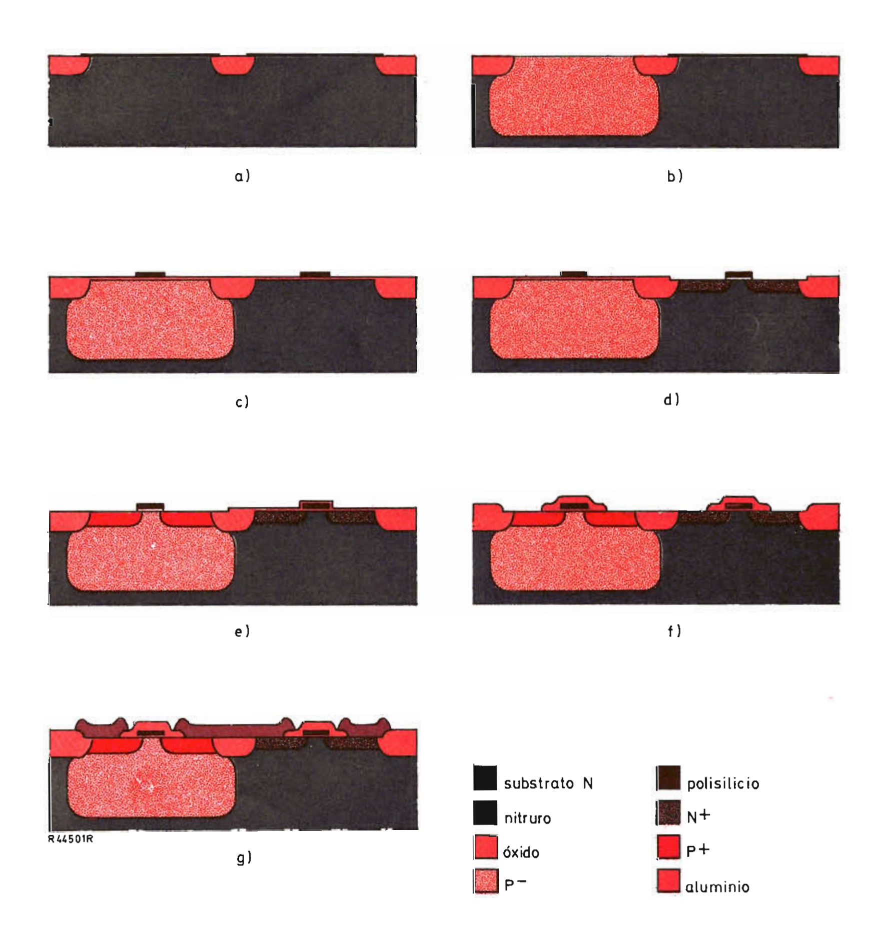


Figura 1. Diferentes fases del proceso tecnológico.

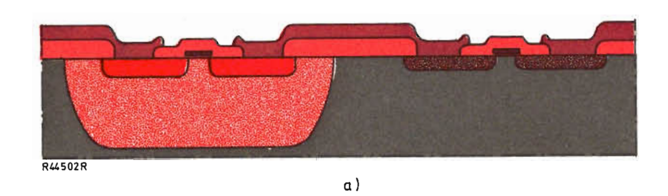
– Una célula de base menor y un óxido de mayor espesor comportan una reducción de capacidades y mejoran la rapidez.
– Una superficie exterior relativamente plana de las capas de óxido permite mejorar la calidad y la fiabilidad de las interconexiones.

CARACTERISTICAS

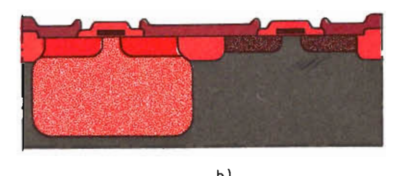
1) El LOCMOS presenta las características propias del MOS complementario.

– En un circuito con MOS complementarios sólo conduce una de las dos ramas conectadas en serie entre la masa y la alimentación; en régimen estático, el funcionamiento tiene lugar, pues, con una débil disipación de la potencia. En realidad, en estas condiciones, la corriente de alimentación de un circuito de este tipo es prácticamente igual a cero.

– Debido a la baja impedancia conmutada a masa o a la alimentación, las transiciones son rápidas en los dos sentidos, lo cual permite conseguir elevadas velocidades de funcionamiento.
Estos caracteres fundamentales de la tecnología hacen que sea muy útil para una gran cantidad de equipos y casi indispensable en los equipos portátiles que funcionan con batería.
– El MOS complementario resulta especialmente insensible a las variaciones de la tensión de alimentación, que puede variar con una relación que va de 2 a 5; tan sólo la rapidez resulta afectada cuando disminuye la alimentación.
– La inmunidad al ruido de los MOS complementarios es excelente, pues el nivel de conmutación en las entradas es aproximadamente igual a la mitad de la tensión de alimentación.
– De entre todos los circuitos actuales, el MOS complementario es el que ofrece mejor compatibilidad con los circuitos TTL (lógica transistor transistor).



a)



b)

Figura 2. Comparación de superficies.

2) En comparación con la tecnología convencional de MOS complementarios, la técnica LOCMOS presenta una serie de características propias.

Diversos factores contribuyen a la reducción de la superficie; para poder establecer una comparación véanse las figuras 2a y 2b.

- Autoalineación de drenadores y surtidores en comparación con las rejillas en polisilicio.
- Las zonas activas de MOS (canal P y canal N) así como las inserciones P quedan definidas por la propia máscara; por tanto, no se requiere ningún margen de alineación suplementario.
- Las tolerancias son menos críticas en lo que concierne a la alineación de los orificios de contacto, puesto que éstos pueden desbordarse sobre las zonas adyacentes de LOCOS.
- Mejor precisión del grabado, puesto que no existe abertura de contactos en la capa de óxido más gruesa.
- Es posible dar a las líneas de aluminio un ancho muy pequeño puesto que no existen notables desniveles en las regiones de LOCOS y de polisilicio, reduciendo así el peligro de corte de las líneas de la red de interconexiones.

3) El control de la tensión de umbral se consigue por medio de:

- Un control preciso de la concentración en superficie de las inserciones P.
- La utilización del material de base 100 que minimiza la dispersión de las cargas de óxido y de los estados de superficie.
- El dopado con fósforo de polisilicio de las puertas de los transistores de canal P y canal N. Debido a ello, la estabilidad de la tensión de umbral se mejora y la resistencia en serie de los conductores de polisilicio disminuye.

4) Se evitan los efectos parasitarios:

- Las zonas de óxido espeso LOCOS (1,8 μm) desempeñan la función de barrera contra los canales parásitos.
- El perfil de concentración de las regiones obtenidas por difusión de P aumenta la tensión de umbral del MOS parasitario del tipo canal N.

Como ya se ha indicado, la técnica CMOS presenta dos ventajas fundamentales en comparación con la técnica MOS convencional: muy débil potencia disipada y elevada velocidad de funcionamiento.

Además, la velocidad elevada se puede conseguir con tensión de alimentación mucho menor que con la técnica MOS de canal P. El funcionamiento de los circuitos con 5 ó 6 V resulta ahora posible, y la compatibilidad con TTL y DTL es factible con el mínimo acoplamiento.

La introducción del procedimiento LOCOS reduce considerablemente las capacidades internas, y el dopado P de las líneas de polisilicio reduce las resistencias en serie; los resultados son tales que las velocidades obtenidas con 5 V pueden ser superiores a las obtenidas con 12 ó 15 V con las otras tecnologías de MOS complementarias.



C. LEGARRETA

MAGNETOFONOS "CASSETTE" Y SU REPARACION
Editorial E. Janzer. Apartado 918. Barcelona.
Un volumen de 213 págs. (22 x 16 cm). 1971.

En la actualidad el magnetófono es un aparato que está al alcance del gran público. Su difusión se debe principalmente a la introducción de la técnica de grabación, en "cassette", que ha permitido reducir no sólo el tamaño sino también el precio de los aparatos. El desarrollo de estos equipos es cada vez más general (radio-cassettes, equipos portátiles, cassettes para automóviles, etc.). La popularidad adquirida por los equipos de grabación-reproducción ha puesto a la orden del día la necesidad de dominar no sólo los principios de su funcionamiento sino también la técnica de su reparación. Es por ello que la obra que comentamos es de una gran utilidad práctica para técnicos-reparadores y aficionados.

El libro se divide en dos partes: en la primera se analizan los principios del funcionamiento del magnetófono con abundante material gráfico (esquemas, tablas, dibujos, etc.), y en la segunda se describen 44 modelos de 30 marcas distintas, con válvulas y →



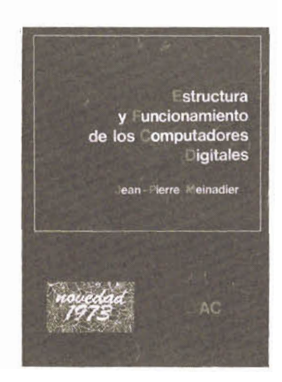
A. JUDEZ BERNAL y J.E. ALONSO DIEZ

PRACTICAS FUNDAMENTALES DE ELECTRONICA
Ediciones Cedel. Apartado 5326. Barcelona.
Un volumen de 214 págs. (24 x 17 cm). 1973.

Manual de Electrónica destinado al estudio del funcionamiento práctico de los circuitos principales en montajes básicos. Las diferentes prácticas que analiza incluyen cambio de valores de algunos de sus componentes, comparación de resultados y ponderación acerca de su optimización. Estas prácticas, a su vez, indican valores hallados, sus características principales y una serie de oscilogramas que facilitan la comprensión del funcionamiento del circuito. Una serie de tablas y figuras contribuyen a dar claridad y concisión al texto, ya de por sí de fácil lectura.

Incluye una serie de ejercicios de aplicación de gran utilidad para cuantos se inician en el estudio de la Electrónica. →

Resumen del índice:
Estudio de los componentes electrónicos
Símbolos clectrónicos y eléctricos
Fuentes de alimentación



J.-P. MEINADIER

ESTRUCTURA Y FUNCIONAMIENTO DE LOS COMPUTADORES DIGITALES
Editorial AC. José Fontanes. Madrid-35.
Un volumen de 364 págs. (23 x 16 cm). 1973.

Excelente obra dedicada al estudio de la lógica, estructura y arquitectura de los ordenadores, escrita especialmente para estudiantes de enseñanza superior, interesados en Informática. Su autor, profesor de la Facultad de Ciencias de Orsay y miembro del Comisariado de Energía Atómica de Francia (departamento de Informática), se ha propuesto, con éxito, ofrecer no sólo una introducción a los circuitos lógicos y los órganos componentes de los ordenadores (unidades aritméticas, unidad de control, memoria principal, canales), sino también abordar el estudio de la arquitectura de conjunto de los ordenadores y de los problemas situados en la frontera del hardware y del software (evolución de las estructuras en función de las aplicaciones, estructuras orientadas a determinados lenguajes o a modos particulares de explotación, estructuras de alto rendimiento, etc.), aspectos estos últimos sobre los que no abundan textos. →

transistores, monofónicos y estereofónicos, alimentados por la red, mediante pilas o mixtos, de tipo profesional, semiprofesional o doméstico, etc.

En resumen, una obra de consulta para el técnico-reparador y de lectura fácil y comprensión rápida (poco texto y más de 200 dibujos) para cuantos deseen familiarizarse con la técnica de la grabación y reproducción del sonido.

Dobladores de tensión
Amplificadores de B.F.
Amplificadores de B.F. a transistores
Multivibradores monoestables (válvulas y transistores)
Multivibradores astables (válvulas y transistores)
Multivibradores biestables
Circuito de barrido
Elementos fotosensibles. Fotodiodo y fototransistor.

Es de suponer que esta obra sirva de ayuda para estudiantes y técnicos interesados en el estudio de la Electrónica.

La traducción del francés ha sido realizada por el Dr. Fernando Sáez Vacas (profesor de la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicaciones de Madrid).

Se trata, pues, de una obra de divulgación que posee un estilo eminentemente didáctico (destaca la abundancia de figuras: 350 dibujos), dirigida básicamente a los estudiantes, pero que resultará de interés a cuantos profesionales deseen perfeccionarse en su trabajo.

Al final de la obra se incluye: un glosario de términos castellano-inglés-francés, en el que se da su definición y se indica la referencia en la obra; un léxico inglés-francés-castellano, y una bibliografía clasificada por temas.

APLICACIONES de la SERIE 30



La serie FZ/30 consta de una gama ideal de componentes lógicos que comprende las funciones y biestables usuales, junto con los elementos de acoplamiento esenciales para una fácil adaptación de equipos periféricos realizados con esta serie, a equipos realizados con las series FJ(TTL) y FC(DTL) y se completa con elementos híbridos indispensables en todo sistema, tales como temporizadores, amplificadores de potencia y fuente de alimentación.

ELEVADA INMUNIDAD ESTATICA A RUIDO

Inmunidad estática a ruido de 5 V, para alimentación de 12 V, y de 8 V, para alimentación de 15 V. Estos valores son sumamente significativos si se comparan con los de otras series, y destacan la necesidad de utilizar la serie 30 en equipos en los que se esperan niveles importantes de ruidos.

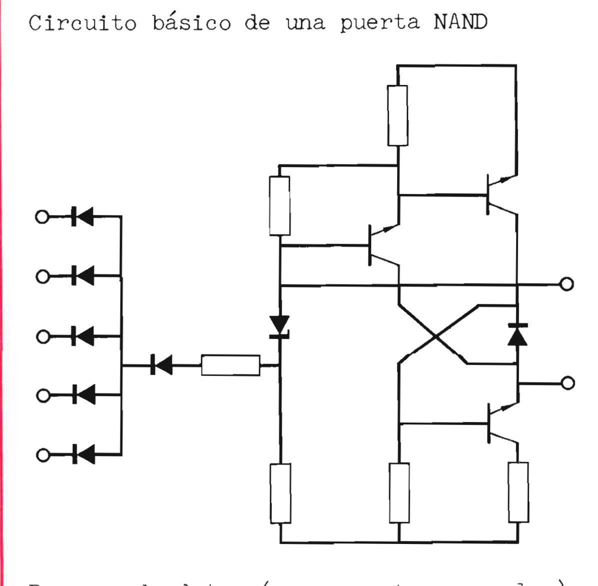
ELEVADA INMUNIDAD DINAMICA A RUIDO

Elevada inmunidad dinámica a ruido gracias a largos retardos de propagación y lentos tiempos de subida y caída. Es ajustable (conectando un condensador a la base del transistor excitador) a las condiciones de rapidez de respuesta y frecuencia máxima de funcionamiento del equipo.

BAJA IMPEDANCIA DE SALIDA

Baja impedancia de salida en los dos estados lógicos que suprime fácilmente cualquier ruido acoplado a través de las líneas de interconexión.

Circuito básico de una puerta NAND



Resumen de datos (para puertas normales)

Tensión de alimentación.....	12 V +12,5 % -5 % 15 V +13 % -10 %
Temperatura ambiente de trabajo......................	0 ºC a 70 ºC
Retardo de propagación media (puerta básica sin condensador)....................	150 ns
Cargabilidad c.c. (puerta básica) estado BAJO.........	10
estado ALTO.........	100
Margen de ruido c.c. alimentación 12 V.........	5 V
alimentación 15 V estado BAJO.............	5 V
estado ALTO.............	8 V

Una amplia y práctica exposición sobre la SERIE 30, familia de elementos especialmente indicados para su aplicación en equipos de control, de maniobras y en periféricos en general.

PRECIO: 40 ptas.

RESUMEN DEL INDICE:

- Aplicaciones de las puertas lógicas de la serie 30.
- Utilización de la serie 30 en sistemas combinacionales.
- Contadores.
- Registro de desplazamiento.
- Acoplamiento a diversos captadores de entrada.
- Operadores temporales.
- Inmunidad dinámica a ruidos.

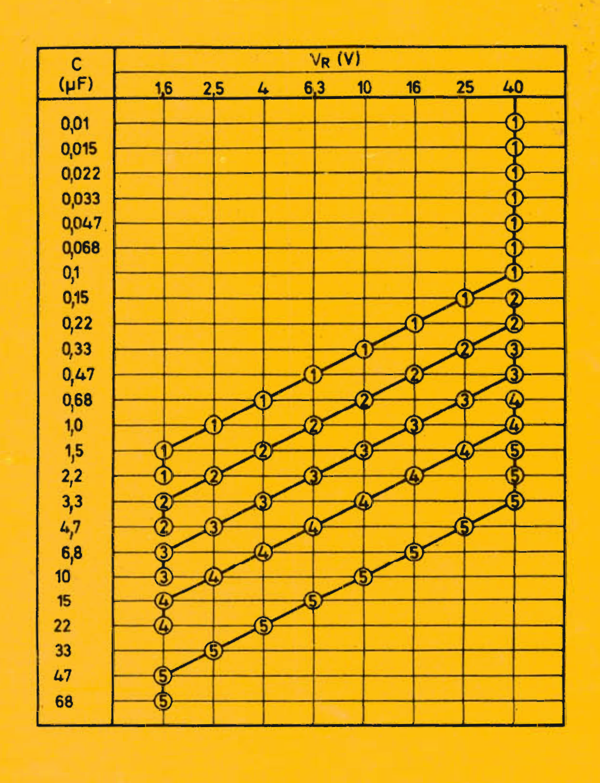


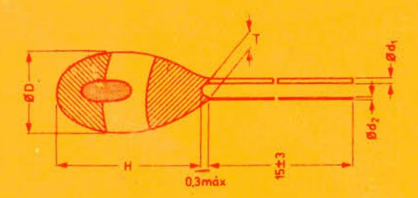
CONDENSADORES ELECTROLÍTICOS DE TÁNTALO

Estos condensadores han sido especialmente diseñados para aplicaciones que exigen dimensiones extraordinariamente reducidas y al propio tiempo una gran estabilidad y fiabilidad, por ejemplo, audífonos, relojes electrónicos, sistemas de vigilancia y numeración, etc.

Tienen forma de perla y constan de ánodo sinterizado, óxido de tántalo como dieléctrico y un cátodo sólido. Está recubierto con resina sintética. Los terminales están a un mismo lado, el de ánodo es más grueso y está dorado. Además en el condensador hay un punto de color y cuando este punto se ve con los terminales hacia abajo, el ánodo se encuentra a la derecha del punto.

Margen de capacidad nominal	0,01 a 68 µF
Tolerancia en capacidad nominal	-20/+20 %
Margen de tensión nominal (V_R)	1,6 a 40 V
Margen de temperatura	-55 a +85 ºC
Grado de humedad	
455 IEC68	21 días
H5 DEF5011	21 días
FPF DIN 40040	

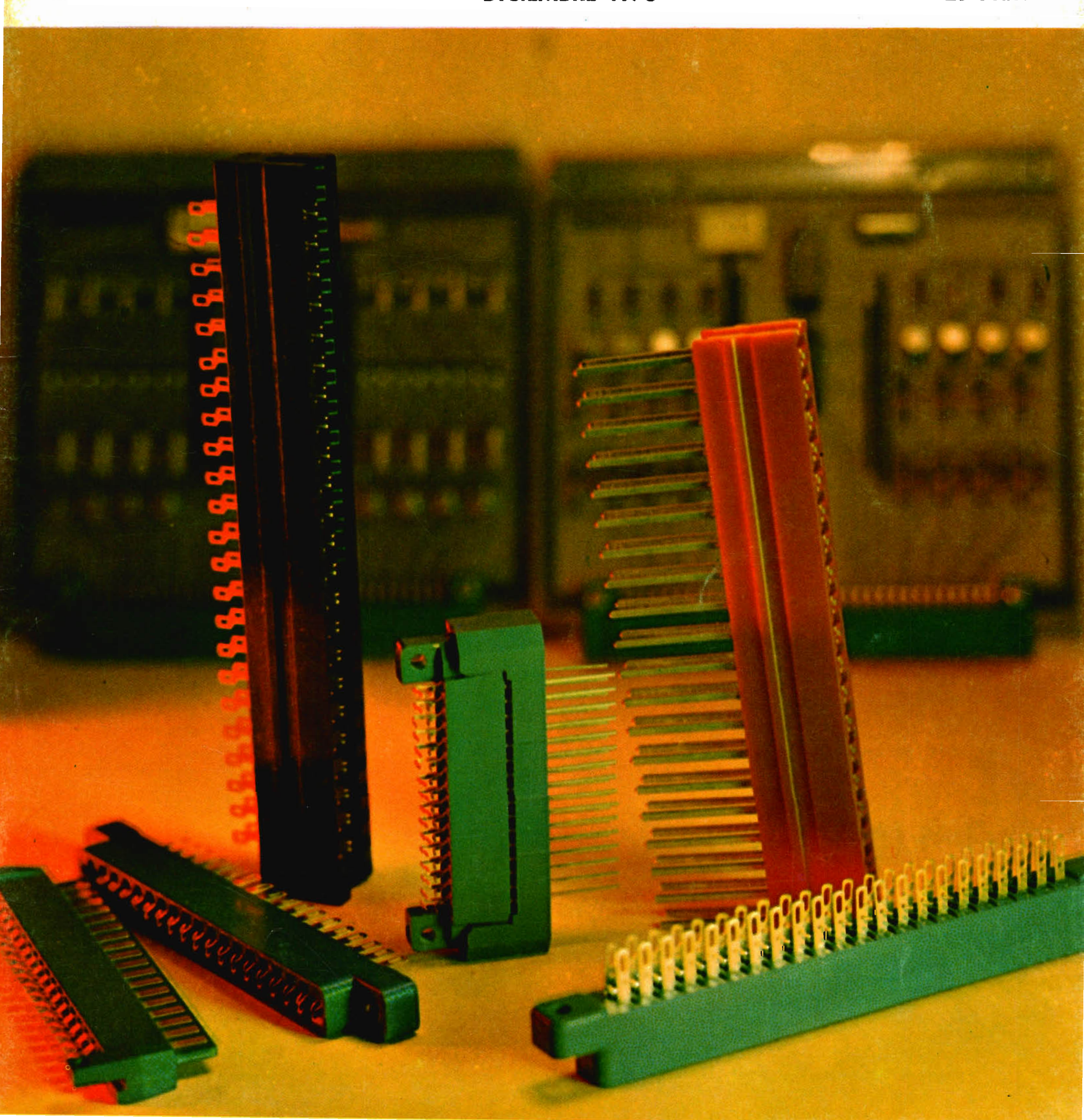




Tamaño	Dmáx (mm)	Hmáx (mm)	T ± 0,3 (mm)	d_1 ± 0,05 (mm)	d_2 ± 0,03 (mm)
1	2	2,7	1	0,3	0,2
2	2	4	1	0,3	0,2
3	2	6	1	0,3	0,2
4	3,2	4,5	1,1	0,3	0,2
5	4	7,5	1,2	0,3	0,2

REVISTA "Miniwatt"

Vol. 12-Núm. 11 DICIEMBRE 1973 25 Ptas.



NÚMEROS ATRASADOS DISPONIBLES

VOLUMEN 8

Número 5. Amplificadores de antena con transistores.- Tubo fluorescente alimentado por batería.- Convertidor 600 Vcc a 20 Vca; 50 Hz; 1,2 kW.- Guitarra estereofónica.

VOLUMEN 9

Número 1. Introducción a la técnica operacional.- Amplificador estereofónico (1 W).- Unidades magnéticas en el Sistema Internacional.

Número 2. Sencillo comprobador de transistores.- Resonadores piezoeléctricos cerámicos.- Diodos rectificadores: estructura y funcionamiento; características y propiedades térmicas.- Amplificador de BF de 2 W.

Número 3. El triac: teoría y aplicaciones.- Diodos rectificadores: carga pulsante.

VOLUMEN 10

Número 3. Convertidor analógico/digital.- Sistema de control de las luces de un coche.- Diodos rectificadores: conexión en serie y en paralelo.- Utilización del contador DCD50.

Número 4. Introducción a la técnica operacional: clases de unidades operacionales.- Convertidores de c.c./c.a.- Sistema de alarma con Norbits de la serie 60.

Número 5. Preamplificadores de audio.- Circuitos rectificadores.- Memoria dinámica de acceso serie con el registro de desplazamiento FDN156 de tecnología MOS.

Número 6. Convertidores de c.c./c.c.- Amplificadores de potencia para BF.- Voltímetro digital.- Mezclador de baja frecuencia con el circuito integrado TAA521.

VOLUMEN 11

Número 1. Circuitos chopper con tiristores.- Amplificador telefónico.- Generador de caracteres con registro de desplazamiento.- Termómetro para líquidos.- Aplicaciones del BRY39.- Conmutador estático de c.a. con circuitos bloque de la serie 61.

Número 2. Las fotopilas solares de silicio y de telururo de cadmio.- Multivibrador de amplio margen con circuitos integrados.- Acoplamiento TTL con GRL111 y GRL101.- Decodificación de circuitos integrados TTL con conmutadores rotativos.- Termostato electrónico con diodo de silicio como detector.- Circuito de control de 10 kHz para disparo de tiristores y triacs.

Número 3. Circuitos integrados para TVC.- Circuitos prácticos: estabilizadores de tensión con TBA281.- Excitador para inversores de frecuencia variable con circuitos bloque serie 61.- La característica de puerta de los tiristores.

Número 4. Tiristores y triacs en control de temperatura.- Alarma electromagnética antirrobo.- Diseño de radiadores para transistores de audio.

Número 5. Reguladores de tensión con el circuito integrado TBA281.- Refrigeración de semiconductores de potencia.- Estudio lógico de circuitos de control para motores paso a paso.- Supresión de tensiones transitorias con diodos reguladores de tensión.

Número 6. Indicador de señalización con tubos ZC1050.- Equipo de verificación para circuitos de BF con transistores.- Funcionamiento y aplicación de los tubos indicadores numéricos.- Sistemas de visualización para tubos indicadores numéricos.

Número 7. Decodificador PAL con circuitos integrados.- Bloques rectificadores de silicio para alta tensión.- Convertidor de c.c. en c.c. estabilizado de 50 W.

Número 8. Blindaje y desmagnetización de los tubos de máscara perforada.- Tiristores: 1. Funcionamiento; 2. Técnicas básicas del control de fase; 3. Valores límite y características; 4. El diac, el triac y el conmutador controlado de silicio; 5. Fabriación.

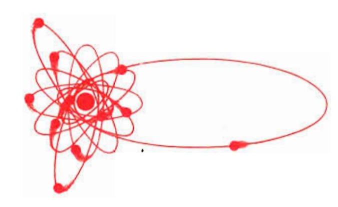
Número 9. Diodos rectificadores: cargadores de baterías.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de baja tensión.- Amplificador para BF.- Generador de señales de servicio para pruebas y ajuste de un generador PAL de TVC.- Sistema de control de temperatura para granjas pecuarias.

Número 10. Amplificador de audio de alta calidad.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de alta tensión.- Amplificador de audio de 250 W con transistores de silicio.- Transductores ultrasónicos de piezóxido para control remoto, dispositivos de alarma y aplicaciones similares.- Filtro supresor de interferencias de RF para reguladores de iluminación.

Número 11. Diodos rectificadores: aplicaciones diversas.- Control de velocidad de ventiladores con triac BT110.- Sintonizador de FM para autorradio con diodos BB105.- Inversor de 50 kVA y 1 kHz.

REVISTA Miniwatt

Publicación de aplicaciones electrónicas



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
MARIA ROSA BÒRRÁS

Compaginación:
MAURICIO RAMOS LÓPEZ

Suscripciones:

Publicada por:
COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.

SUSCRIPCIÓN ANUAL
(11 números) 200 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 25 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
Revista MINIWATT
Balmes, 22 - Barcelona-7

Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona



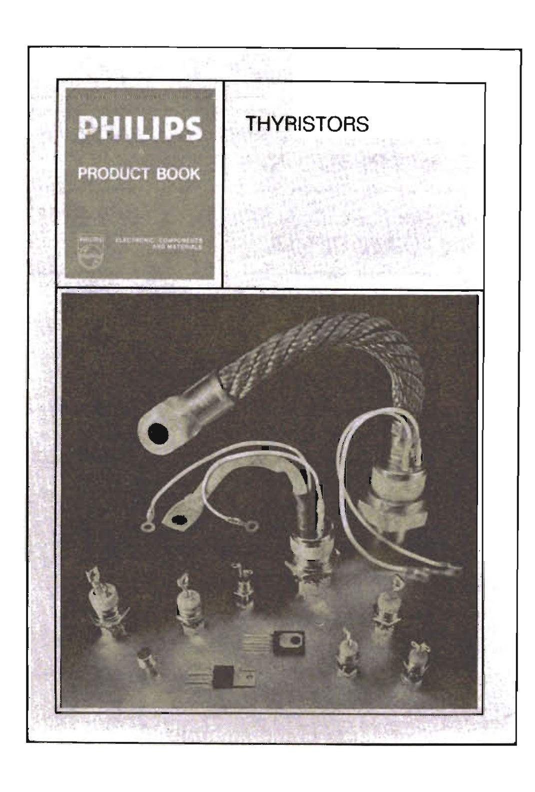
Conectores para placas de circuito impreso adecuados a diferentes técnicas de interconexión y realizados con materiales apropiados a las exigencias del servicio.

ÍNDICE

VOLUMEN 12 - Número 11 **DICIEMBRE 1973**

T H Y R I S T O R S

En el manual "Thyristors" el técnico encontrará toda la información que precisa para conocer el funcionamiento y aplicación de los tiristores.
Además de estudiar las características y parámetros de los tiristores, los principios de diseño de los circuitos de aplicación y las técnicas de control, una parte del libro está dedicada a la tecnología de fabricación y a los métodos empleados para obtener ciertas propiedades en un determinado tiristor.



RESUMEN DEL INDICE

1. Thyristors and their Characteristic Properties
2. Thyristor Turn-On Methods
3. Thyristor Turn-Off Methods
4. Protective Measures
5. Thyristor Control Techniques
6. Series and Parallel Operation

216 páginas y más de 190 figuras dedicadas a la descripción de las propiedades, características y aplicaciones de los tiristores.

350 ptas.

TRANSMISOR DE A.M. DE 25 W. PARA FRECUENCIAS DE 144 A 174 MHz

Se describen el diseño, construcción y características de un amplificador de potencia en VHF que emplea dos transistores BLY93A en paralelo. El amplificador entrega una potencia de portadora de hasta 28 W para una frecuencia comprendida entre 144 y 174 MHz. Se examinan asimismo las características del amplificador en un transmisor completo que trabaja para frecuencias de 144 a 146 MHz.

INTRODUCCION

Generalmente resulta interesante obtener potencias de radiofrecuencia en bandas de VHF, sobre todo potencias de portadora de AM que sobrepasen los 25 W. En este artículo examinamos el diseño de un amplificador de potencia que emplea dos transistores BLY93A en paralelo y que es capaz de entregar 28 W de potencia de portadora de AM para frecuencias comprendidas entre 144 y 174 MHz. Se describe asimismo el funcionamiento del amplificador en un transmisor completo para la banda de 144 a 146 MHz.

CONSIDERACIONES DE DISEÑO

En el funcionamiento ideal en clase C, la tensión de salida de radiofrecuencia es proporcional a la alimentación de alta tensión aplicada. Es decir, se puede aplicar modulación de baja frecuencia a los transistores de salida del amplificador de potencia de radiofrecuencia en serie con la alimentación de alta tensión. En la práctica, las limitaciones de ganancia de los transistores de potencia de radiofrecuencia hacen que sea inviable asegurar un verdadero funcionamiento en clase C cuando se emplea polarización de base exterior. En un transmisor de AM que utilice modulación de colector, por tanto, resulta necesario generalmente aplicar potencia de modulación a más de una etapa del amplificador de potencia. Pero la modulación puede ser aplicada, en un nivel reducido, al excitador y, si es necesario, a las etapas anteriores. En la figura 1 se presenta como ejemplo el esquema general de un amplificador de potencia de radiofrecuencia de tres etapas con transistores de salida en paralelo y con modulación aplicada a todas las etapas.

La potencia de excitación P_{DR} necesaria para la etapa de salida en un circuito de este tipo se calcula teniendo en cuenta las condiciones de funcionamiento de la po-

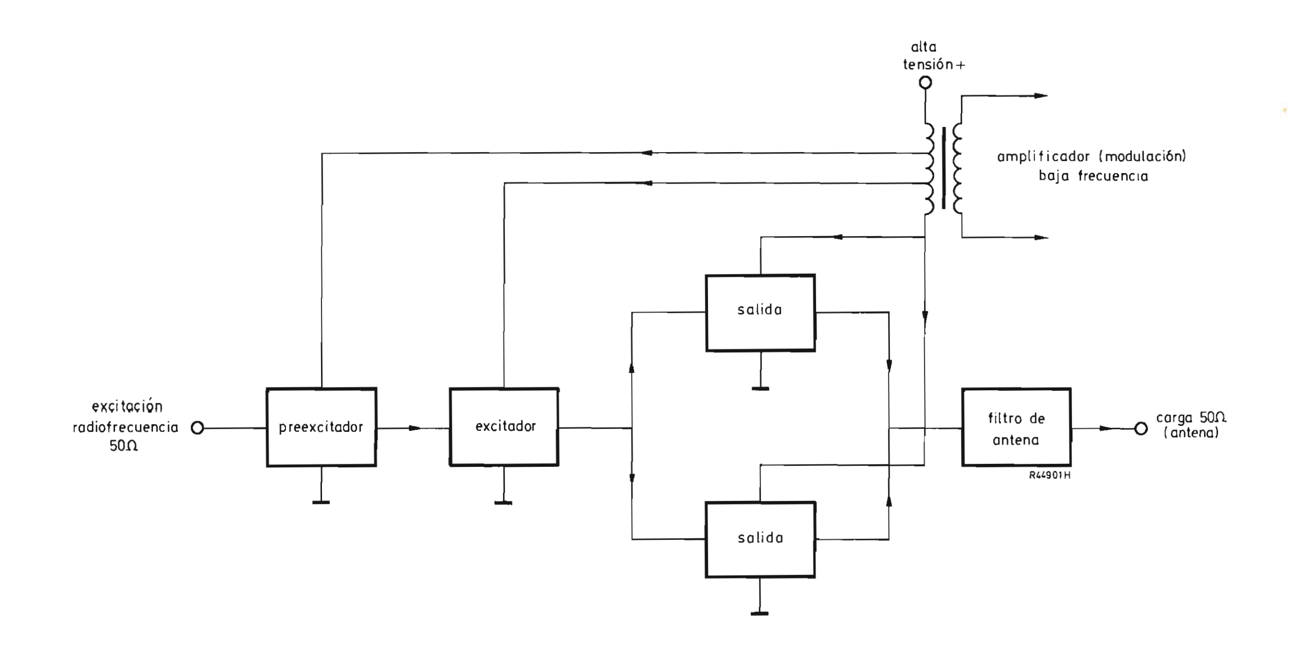


Figura 1. Esquema de bloques del amplificador de potencia de radiofrecuencia AM de tres etapas.

tencia de cresta con los transistores utilizados. La figura 2 muestra la relación entre la potencia de carga P_L y la alimentación de alta tensión para el funcionamiento en clase C, e indica la diferencia entre la curva cuadrática y la que corresponde a las condiciones prácticas.

En la práctica es habitual tanto el funcionamiento en clase B como en clase C de los transistores de potencia de radiofrecuencia. El rendimiento óptimo se consigue sintonizando individualmente los circuitos de entrada de cada transistor. Pero existe el peligro de que, si funcionan en una carga desequilibrada, las corrientes en ambos transistores no se mantengan equilibradas y, por consiguiente, pueda producirse sobredisipación en un transistor o en ambos. Otro de los inconvenientes es que se necesitan componentes adicionales. Por eso, en el amplificador que describimos son comunes a los dos transistores en paralelo todos los componentes ajustables para la sintonización y equilibrio de los circuitos de base y de colector.

Examinemos un amplificador de potencia de portadora de 25 W como el representado en la figura 1. Si se supone que las pérdidas por la inserción del filtro de antena son iguales a un 10 %, un valor típico, entonces la potencia de portadora necesaria para la etapa de salida será

$$P_L \text{ (portadora)} = 27{,}5 \text{ W}$$

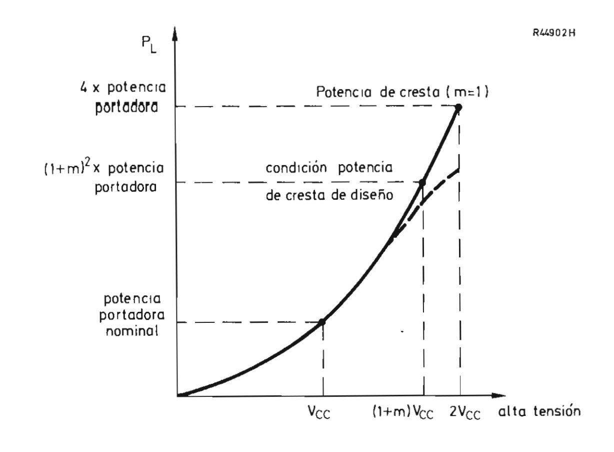


Figura 2. Funcionamiento en clase C con modulación de colector. La curva de trazo continuo representa el funcionamiento ideal en clase C; la curva a trazos, las condiciones prácticas.

Si la máxima profundidad de modulación para la cual resulta aceptable la distorsión de la envolvente ha de ser igual a 0,7 (70 %), entonces tendremos

$$P_L \text{ (potencia de cresta)} = 27{,}5 \times (1{,}7)^2 = 79 \text{ W}.$$

Es decir, para cada transistor de salida en paralelo

$$P_L \text{ (potencia de cresta)} \simeq 40 \text{ W}.$$

Esta potencia ha de ser entregada para una alimentación de alta tensión V_{ht} (potencia de cresta) dada por

V_{ht} (potencia de cresta) = 1,7 × (alta tensión sin señal),

es decir, para una alimentación de 13,8 V de alta tensión

V_{ht} (potencia de cresta) = 23,4 V.

Por tanto es necesario elegir transistores de salida capaces de trabajar a un nivel de potencia de cresta de unos 40 W con valores nominales de tensión adecuados. Por otra parte, la característica P_L/P_{DR} no debe saturar en condiciones dinámicas (modulación de palabra) por debajo del nivel de potencia de cresta exigido.

Capacidad de AM del BLY93A

Las características del BLY93A permiten deducir que la potencia de excitación necesaria para cada transistor es de 7 a 8 W, es decir, 15 W entre los dos. Si el funcionamiento en clase C fuera posible, esta potencia de excitación estimada sería igual tanto en condiciones de potencia de cresta como de portadora (sin modulación), y el circuito estaría sintonizado tanto para la tensión nominal como para la de potencia de cresta. En la práctica, la potencia de excitación necesaria para dar P_L (portadora), es decir, 27,5 W, será inferior a los 15 W.

En esta fase del diseño, no se conoce la óptima modulación en relación con las etapas de salida y ha de fijarse experimentalmente. Por esto, el transistor excitador ha de entregar hasta 15 W de potencia de carga de portadora, pero con valores nominales de tensión que permitan el funcionamiento en AM. Por este motivo se eligió otro transistor BLY93A como excitador, a fin de asegurar una buena portadora y capacidad de AM. Una estimación prudente para la potencia de entrada exigida por el BLY93A es de 4 W. Este valor se puede conseguir de un transistor pre-excitador BLY97, que puede entregar una potencia de carga de 4 W a 13,8 V para una potencia de excitación de menos de 0,3 W, con capacidad de AM.

DISEÑO DE AMPLIFICADOR DE POTENCIA DE RADIOFRECUENCIA Y MEDIDAS DE ONDA CONTINUA

La figura 3 representa el circuito del amplificador de potencia. El diseño del circuito es convencional, excepto en que inicialmente la alta tensión de 13,8 V fue aplicada a los transistores de salida en paralelo a través de componentes de desacoplo separados, con condensadores de bloqueo cerámicos $C17$ y $C18$ en los circuitos del colector, a fin de facilitar la observación de las corrientes de colector individuales con cargas desequilibradas. Esto se omitió en las últimas versiones del circuito cuando se hubo medido la distribución de la corriente.

En la figura 4 se muestra la placa de circuito impreso. La placa es de fibra de vidrio con resina de 0,8 mm con recubrimiento de cobre de 0,07 mm en cada cara. Se obtiene un plano de masa continuo metalizando los bordes y los orificios previstos para los transistores. Es necesario quitar la metalización en las partes de colector y base; una posibilidad consiste en quitar un ancho de 1 mm en las partes de colector y base adyacentes a los orificios. La placa de circuito impreso está diseñada de modo que la zona de masa junto al transistor excitador y los de salida sea suficiente para eliminar el calor de estos dispositivos. Si no se hiciera así, los componentes con núcleo de ferrita, como por ejemplo $L9$ y $L10$, podrían sobrecalentarse.

Medidas de onda continua a 174 MHz

Para medidas de radiofrecuencia en condiciones de laboratorio, la placa de circuito impreso del amplificador de potencia se montó en un bloque de aluminio anodizado ennegrecido de 126 × 81 × 12 mm. Se procuró que la base de montaje de cada transistor hiciera buen contacto térmico con la superficie del bloque. El bloque y la placa de circuito impreso se fijaron a un radiador de aluminio extrusionado ennegrecido de 127 mm de longitud, tipo 60D.

El amplificador se sintonizó primero para funcionamiento en onda continua con una carga de 50 Ω a 174 MHz, con alta tensión de 13,8 V y P_{DR} de 300 mW. La tabla 1 resume las medidas iniciales.

Estos resultados indican que existe suficiente exceso de capacidad de potencia para permitir la sintonización

TABLA 1

Corrientes del colector para f = 174 MHz, alta tensión = 13,8 V y P_{DR} = 300 mW

Corriente del colector del preexcitador (BLY97), I_{C1}	400	mA
Corriente de colector del excitador (BLY93A), I_{C2}	2,1	A
Corrientes del colector de la etapa de salida (BLY93A) I_{C3}	2,65	A
I_{C4}	2,75	A
Potencia de carga, P_L	49	W

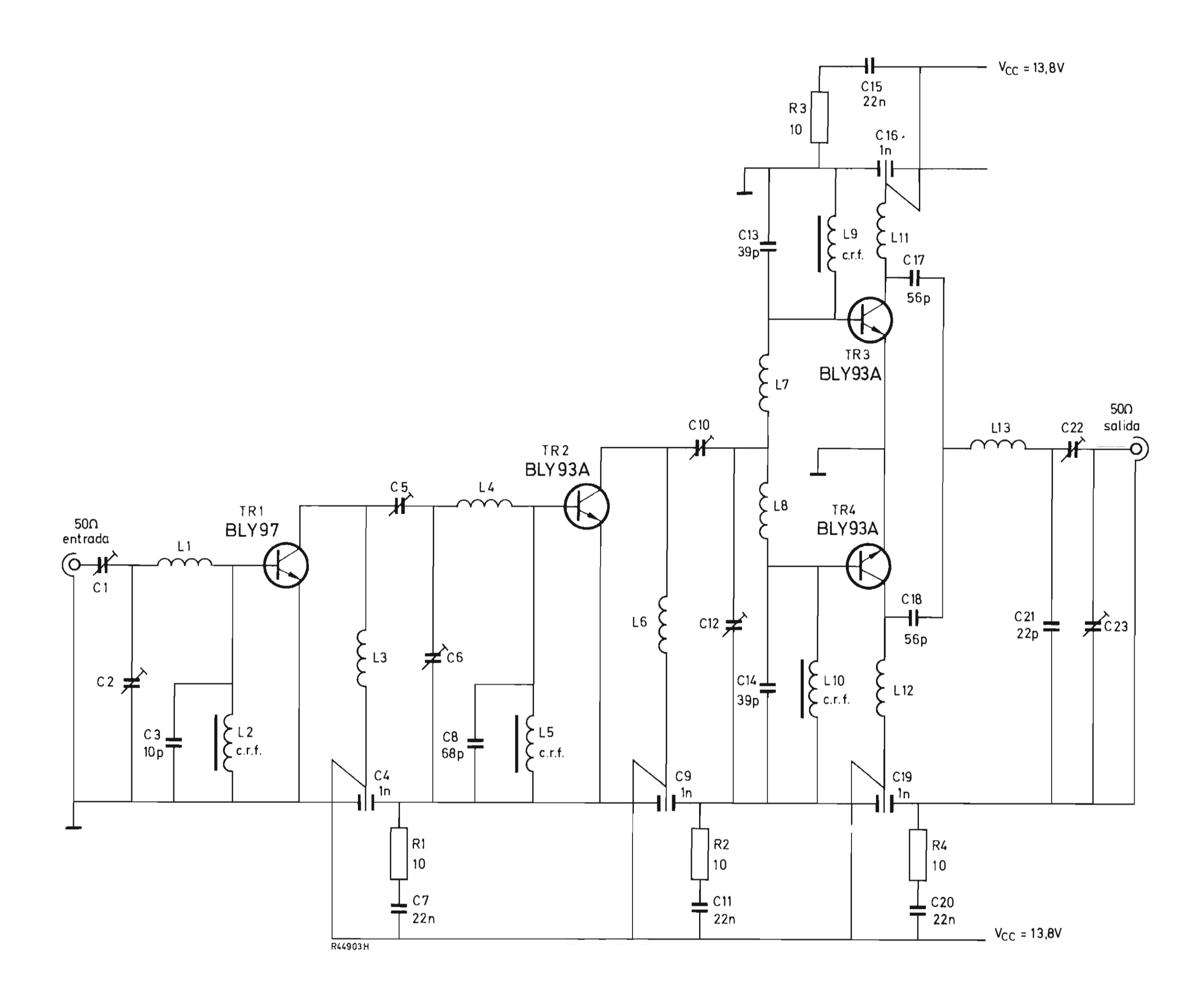


Figura 3. Amplificador de potencia de tres etapas.

Bobinas

Núm.	espiras	diám. cobre esmaltado (mm)	diám. interior (mm)	longitud (mm)
L1, L4	2	1,25	7	8
L3, L6	4	1,25	7	8
L7, L8	2	1,25	5	7
L11, L12	3	1,25	7	7
L13	2	1,60	7	5
L2	2	0,46	arrollado a un tubo de ferroxcube de 4,3 mm de diámetro exterior, 1,8 mm de diámetro interior y 5,5 mm de longitud, grado 3B.	

L5, L9, L10 2,5; hilo de cobre estañado de 0,5 mm, arrollado a una cuenta de ferroxcube 4312 020 31550.

Resistores

Todos los resistores son de película de carbón, 0,5 W.

Condensadores

Los condensadores de ajuste son de 4 a 40 pF. Los condensadores C7, C11 y C20 son de 22 nF. Los demás, excepto los pasamuros, son cerámicos tubulares.

Transistores

TR1	BLY97
TR2, TR3, TR4	BLY93A

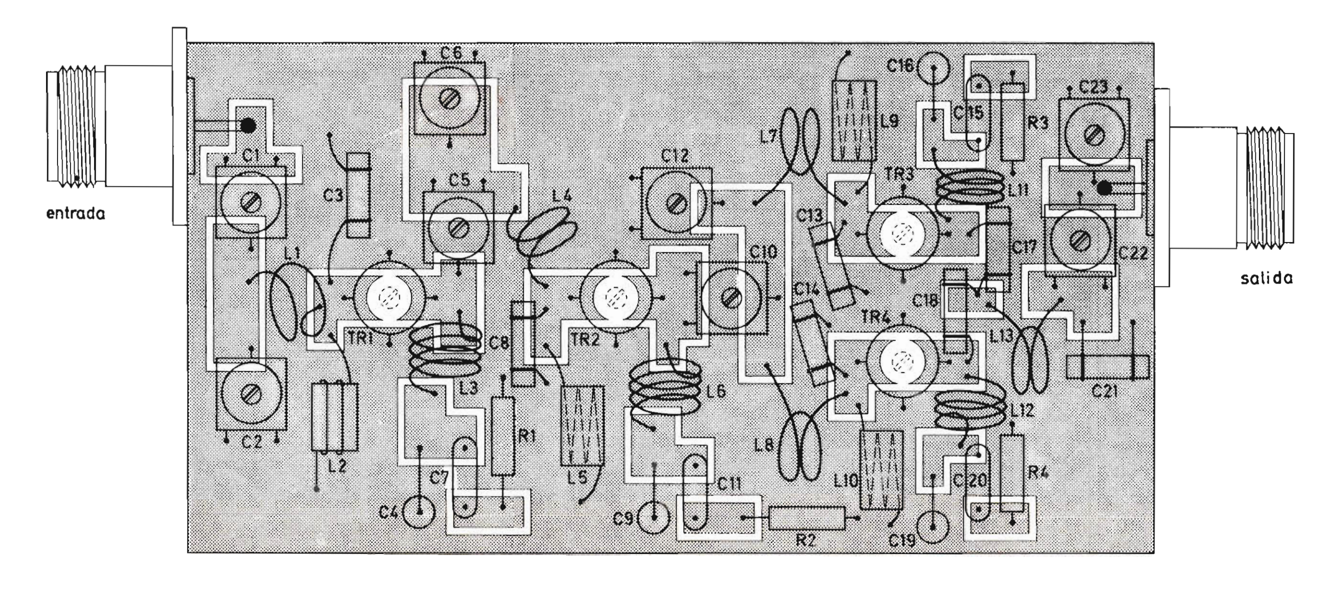


Figura 4. Placa de circuito impreso

en funcionamiento de AM a una potencia de portadora de carga de 27,5 W.

Se midió la distribución de la corriente de los transistores de salida funcionando el amplificador con cargas desequilibradas. Los máximos valores simultáneos de I_{C3} e I_{C4} se midieron para distintos ángulos de fase de impedancia de carga (tabla 2).

TABLA 2

Corrientes de colector de etapa de salida para distintos coeficientes de ondas estacionarias de carga, para f = = 174 MHz, alta tensión = 13,8 V y P_{DR} = 300 mW

Coeficiente de ondas estacionarias de carga	P_L (incidente) (W)	P_L (reflejado) (W)	I_{C3} máx. (A)	I_{C4} máx. (A)
1	49	0	2,65	2,75
3	32	7,5	3,4	3,5
10	35	20	4,05	3,95

La potencia de carga de un amplificador de radiofrecuencia con transistores generalmente disminuye al aumentar la temperatura. Por tanto, según sea la eficacia de la transferencia de calor de los transistores al radiador, la potencia de carga puede disminuir con el tiempo después de haberse aplicado la potencia excitadora. La tabla 3 indica la potencia de carga en función del tiempo para un amplificador con una carga de 50 Ω, 13,8 V de alta tensión y 300 mW de potencia excitadora. Observemos que de 8 a 10 segundos, la duración media de un mensaje transmitido en equipos móviles, la potencia de salida cae sólo en un 3 %.

TABLA 3

Potencia de carga en función del tiempo

Tiempo (s)	P_L (W)	I_{C3} (A)	I_{C4} (A)
0	49,5	2,75	2,8
10	48	2,8	2,87
20	47	2,85	2,9
30	46	2,9	2,95
60	45	2,95	3,0
90	43,7	3,0	3,05
120	42	3,05	3,1
240	40,4	3,05	3,1
480	39,4	3,0	3,05

FUNCIONAMIENTO EN AM DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA DE RADIOFRECUENCIA

Para determinar las características de AM del amplificador se necesitan un excitador de radiofrecuencia y un amplificador de modulación.

En la figura 5 se representa un amplificador de modulación capaz de suministrar más de 15 W. Se emplea un amplificador de audio convencional de funcionamiento

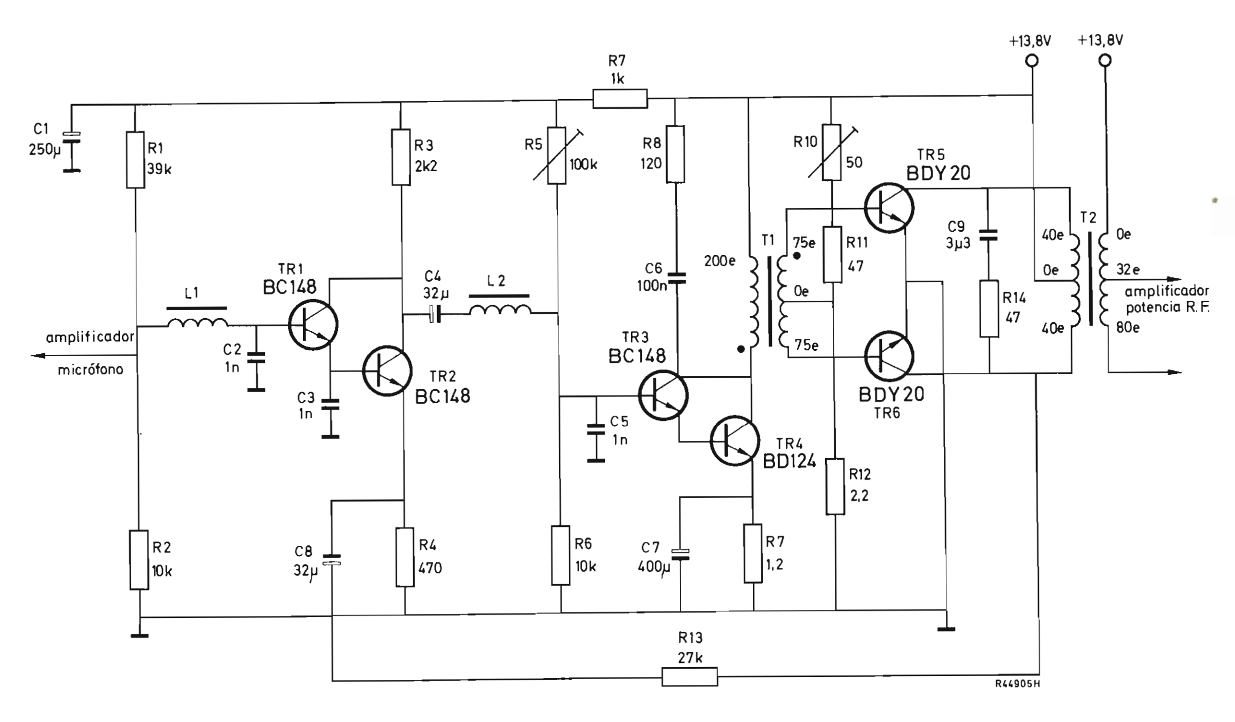


Figura 5. Amplificador de modulación

Transformador y choques

Transformador excitador T1

núcleo:	Unisil 51 (hierro de silicio de grano orientado)
entrehierro:	0,127 mm
primario:	200 espiras hilo de cobre esmaltado de 0,56 mm
secundario:	75 + 75 espiras hilo de cobre esmaltado, de 0,38 mm, bifilar

Transformador de salida T2

núcleo:	núcleo C English Electric núm. 30/20/4
entrehierro:	0,1 mm
primario:	40 + 40 espiras, hilo de cobre esmaltado de 1,6 mm, devanado bifilar
secundario:	80 espiras, hilo de cobre esmaltado de 1,6 mm con derivación a 32 espiras

L1, L2: 2 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,42 mm arrollado a un tubo de ferroxcube de 4,3 mm de diámetro exterior, 1,8 mm de diámetro interior y 5,5 mm de longitud, grado 3B.

Resistores (de 0,25 W, salvo indicación)

Núm.	Valor
R1	39 kΩ
R2	10 kΩ
R3	2,2 kΩ
R4	470 Ω
R5	100 kΩ
R6	10 kΩ
R7	1 kΩ
R8	120 kΩ; 0,5 W
R9	1,2 kΩ; 3 W; bobinado
R10	50 Ω
R11	47 Ω; 8 W; bobinado
R12	2,2 Ω; 0,5 W
R13	27 kΩ; 0,5 W
R14	47 Ω; 8 W; bobinado

Condensadores

Núm.	Valor
C1	250 µF
C2	1 nF
C3	1 nF
C4	32 µF
C5	1 nF
C6	100 nF
C7	400 µF
C8	32 µF
C9	3,3 µF

Transistores

TR1, TR2, TR3	BC148
TR4	BD124
TR5, TR6	BDY20 (par equilibrado)

en clase B excepto en que el devanado secundario del transformador de salida conduce la corriente continua para el amplificador de radiofrecuencia. Se incluyen dos potenciómetros de ajuste: *R*5 ajusta la polarización en clase A del transistor de excitación BD124 (*TR*4) para que entregue una corriente de colector de 750 mA, y *R*10 ajusta la polarización del par de transistores equilibrados de salida BDY20 (*TR*5 y *TR*6) para obtener una distorsión cruzada aceptable. Obsérvese que inicialmente *R*5 se ha de ajustar a la resistencia máxima para evitar sobredisipación en *TR*4.

El amplificador está proyectado sólo para frecuencias vocales y en la práctica la amplitud y al ancho de banda de la señal de amplificador de micrófono se limitará normalmente a suprimir la sobremodulación y emisión de frecuencias laterales en los canales adyacentes de VHF. Así, el pico de corriente de colector en cada transistor BDY20 está limitado en la práctica a unos 2 A. Sin embargo, se prevé en el amplificador un exceso de capacidad de corriente y de potencia para minimizar la distorsión.

Para las etapas de bajo nivel del circuito se ha previsto desacoplamiento de radiofrecuencia. Se ha de prestar atención a la distribución de los componentes. Los terminales han de ser cortos, sobre todo cerca del transformador de modulación donde un acoplamiento de radiofrecuencia puede producir perturbaciones. Los transistores BDY20 y BD124 del amplificador de modulación se montaron, mediante discos de mica, en una placa de aluminio de 480 X 220 X 3,2 mm de dimensiones. El resto del circuito, excepto los dos transformadores, se montó en una placa de circuito impreso, la cual, junto con el transformador, también se montó en la placa de aluminio. El bloque de aluminio en el que está el amplificador de potencia de radiofrecuencia se fijó a la misma placa. Una placa de 1,22 mm separa el amplificador de modulación del amplificador de potencia. Todos los puntos de masa de ambos amplificadores están conectados a la placa de aluminio.

Modificaciones del amplificador de potencia

Se han realizado algunas modificaciones en el circuito del amplificador de potencia representado en la figura 3 para las medidas en AM a 174 MHz con el amplificador de modulación. Estas modificaciones tienen por objeto principal conseguir un desacoplamiento y estabilidad adecuados. En la figura 6 se representa el circuito modificado. Entre las bases de los transistores de salida BLY93A se ha conectado un resistor *R*3 de 12 Ω a fin de evitar la conmutación de un transistor más rápida que la del otro durante los valles de modulación, es decir, con alta tensión mínima.

Medidas de AM a 174 MHz

En las pruebas de ensayo se comprobó que los óptimos niveles de modulación para las etapas excitadora y pre-excitadora se situaban a un 40 % del nivel de etapa de salida; el transformador de modulación se hizo con derivación a 32 espiras.

La sintonización se estableció minimizando la distorsión de envolvente de modulación, observada en un osciloscopio, y comparando los niveles de pico y valle de modulación medidos en un medidor de modulación. Se comprobó que la distorsión presente coincidía esencialmente con la del amplificador de modulación, originada por la impedancia no lineal ofrecida por el amplificador de potencia. Podría reducirse cargando resistivamente el secundario del transformador de modulación.

En la tabla 4 se dan los niveles de pico y valle de modulación comparados con dos valores nominales de modulación para $f = 174$ MHz, $P_L = 28$ W y $f_m = 1$ kHz.

TABLA 4

Niveles de modulación de pico y valle para
$f = 174$ MHz, $P_L = 28$ W y $f_m = 1$ kHz

m	pico (%)	valle (%)
0,5	48	52
0,8	76	84

Se comprobaron también las características de estabilidad, parásitos y paramétrica del circuito mediante un analizador de espectro. Esto se realizó sintonizando el amplificador normalmente, con modulación de onda sinusoidal a 1 kHz, y luego desintonizándolo deliberadamente.

TRANSMISOR FIJO PARA 144 A 146 MHz

Los circuitos de radiofrecuencia que se han descrito se pueden sintonizar para un funcionamiento por debajo de 156 MHz. Además, se dispone de transistores de potencia para VHF para equipos móviles o fijos en todas las bandas de VHF.

Se considera la incorporación de los circuitos a una emisora de radio fija para funcionamiento de 144 a 146 MHz. La figura 7 presenta un esquema de una estación de este tipo. Además de los circuitos descritos hasta ahora, se requieren los siguientes circuitos auxiliares: amplificador de micrófono, circuitos de conmutación y

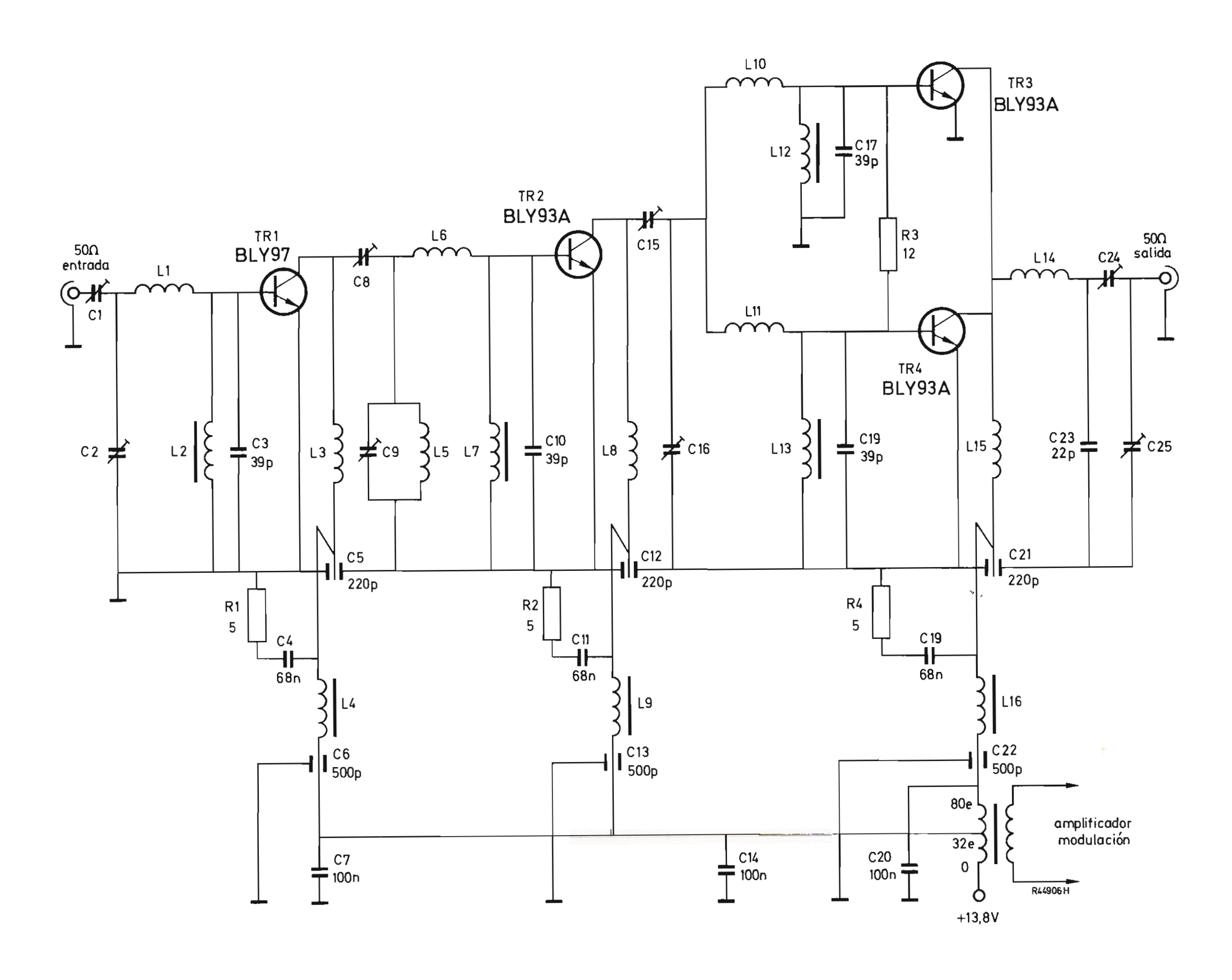


Figura 6. Amplificador de potencia de tres etapas modificado para funcionamiento en AM.

Bobinas

Núm.	espiras	diám. cobre esmaltado (mm)	diám. interior (mm)	longitud (mm)
L1	2	1,25	5	9
L3, L8, L15	3	1,25	6,3	9
L5	2	1,25	8,3	5
L6	2	1,25	6,3	8
L10, L11	2	1,25	6	8
L14	2	1,60	8,5	6,5 (10 mm con patillas incluidas)

L2 — 2,5; hilo de cobre esmaltado de 0,40 mm arrollado a un tubo de ferroxcube de 4,3 mm de diámetro exterior, 1,8 mm de diámetro interior y 5,5 mm de longitud, grado 3B

L4, L9, L16 — 2,5; hilo de cobre estañado de 0,5 mm arrollado a una cuenta de ferroxcube 4312 020 31550

L7 — 1,5; hilo de cobre esmaltado de 0,40 mm arrollado a un tubo de ferroxcube de 4,3 mm de diámetro exterior, 1,8 mm de diámetro interior y 5,5 mm de longitud, grado 3B

L12, L13 — 1,5; hilo de cobre estañado de 0,5 mm arrollado a una cuenta de ferroxcube 4312 020 31550

Resistores

Todos los resistores son de película de carbón, 0,5 W, excepto R3 que es de película metálica.

Condensadores

Los condensadores de ajuste son de 4 a 40 pF. Los condensadores C4, C11 y C19 son de 68 nF. Los condensadores C7, C14 y C20 son de 100 nF. Los demás, excepto los condensadores pasamuro y separadores, son cerámicos tubulares.

Transistores

TR1 — BLY97
TR2, TR3, TR4 — BLY93A

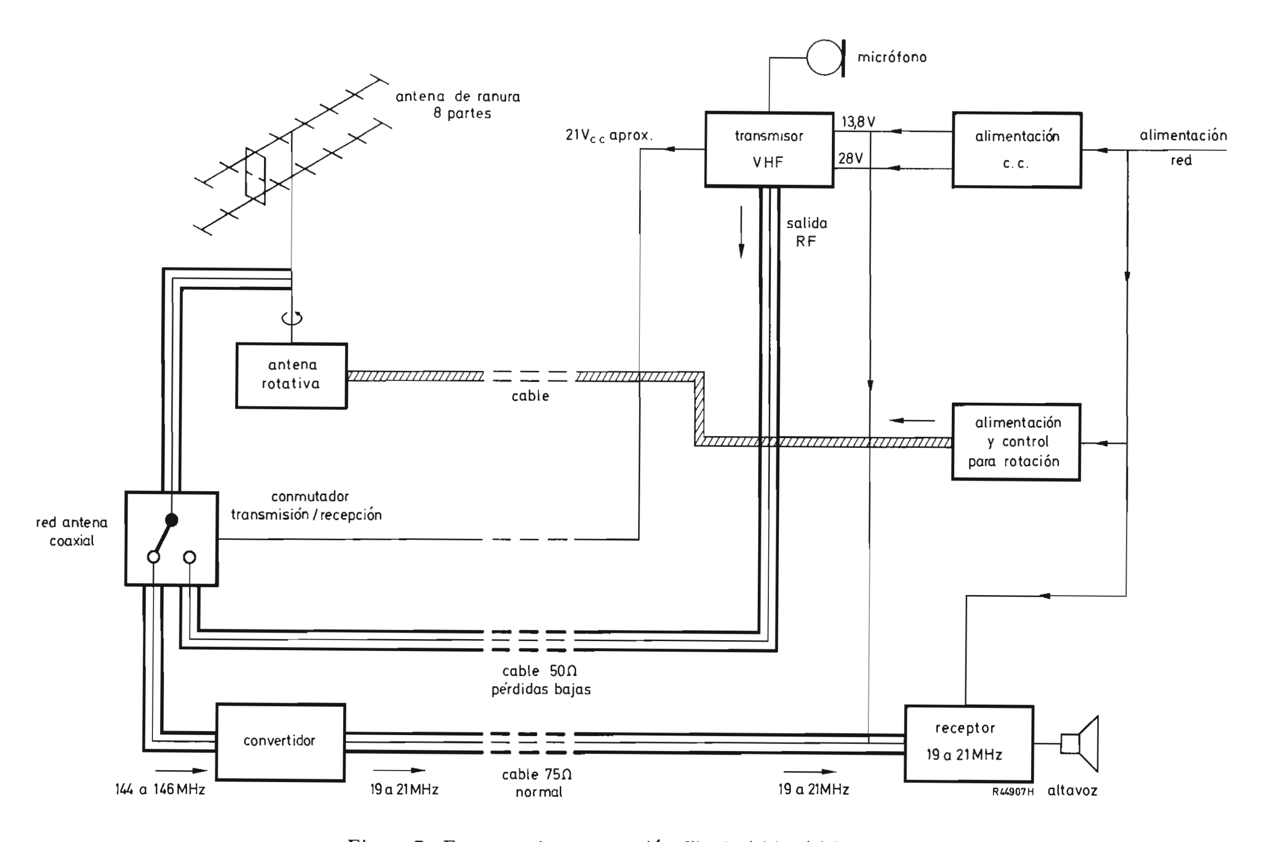


Figura 7. Esquema de una estación fija de 144 a 146 MHz

de retardo y filtro de antena. La parte receptora de la estación consta de un receptor de comunicación de alta frecuencia de tipo comercial y de un convertidor de VHF transistorizado. La alta tensión se aplica de modo continuo al amplificador de potencia, al amplificador de modulación, al amplificador de micrófono y, a través del cable coaxial de FI, al convertidor de VHF.

La estación se montó a nivel de tierra y la antena rotativa de 16 elementos se montó a unos 50 m de altura. La potencia del transmisor se aplicó a través de unos 100 m de cable de 50 Ω de bajas pérdidas. El convertidor de VHF se montó en la base de la antena para minimizar ruido y parásitos, y la ganancia se hizo lo suficiente elevada como para compensar las pérdidas por la inserción de los 100 m de longitud del cable de 75 Ω que conecta el convertidor con el receptor.

Junto a la antena se montó un conmutador para transmisión/recepción coaxial con control remoto que funciona a 18 V. El mecanismo de rotación de antena también se controla remotamente.

La figura 8 representa los circuitos del transmisor. Se tuvo en cuenta el funcionamiento en tres canales, razón por la cual se incluyeron tres circuitos excitadores de VHF conmutados, controlados por cristal a 145,0500 MHz, 144,8090 MHz y 144,6605 MHz.

Amplificador de micrófono

La figura 9 representa el amplificador de micrófono basado en el circuito integrado TAA310. El amplificador tiene una ganancia de tensión de 60 a 80 dB y una salida máxima de 3 V ef. (la entrada necesaria para el amplificador de modulación es de 1 V ef. aproximadamente). Por razones de sencillez, los circuitos de limitación y distribución de la frecuencia, que son de tipo normal en equipos móviles, no se incluyen. Se empleó un micrófono de bobina móvil de buena calidad con una sensibilidad de 1 mV aproximadamente y una impedancia de generador de 200 Ω. En la entrada del amplificador se emplea un potenciómetro de ajuste $R1$ para ajustar la sensibilidad media; el potenciómetro $R10$ montado en la placa se utiliza para controlar la profundidad de modulación durante la transmisión. La profundidad de modulación en el transformador de modulación está indicada

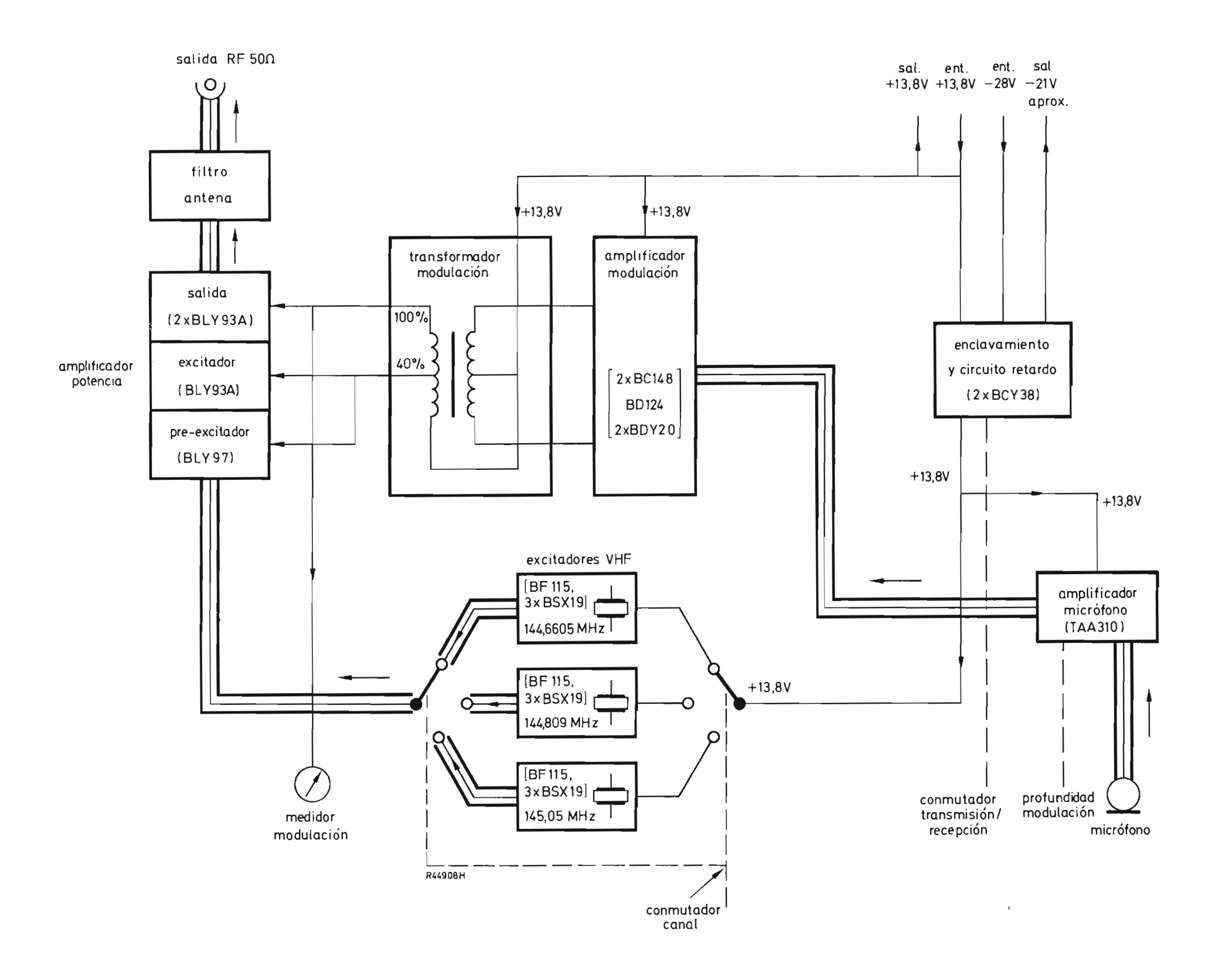


Figura 8. Esquema de bloques del transmisor AM de 25 W

por un voltímetro de c.a. con rectificador, también montado en la placa.

Puesto que la alta tensión del transmisor es de 13,8 V y el TAA310 funciona con una alimentación de 7 V nominales, se utiliza un diodo regulador de tensión de 6,8 V para obtener la tensión de alimentación necesaria.

Circuito de conmutación y de retardo

Para proteger al transmisor o receptor contra eventuales fallos del relé de cambio de antena situado junto a la antena, se incluye en el sistema un circuito de acoplamiento con un retardo incorporado. Este circuito se representa en la figura 10.

El relé de conmutación está en la posición "recepción" cuando no recibe energía. Los pasos que se siguen al seleccionar la orden "transmisión" son los siguientes.

1) Después de un breve retardo (< 1 ms) fijado por el condensador *C*1, el transistor BCY38 (*TR*1) pasa a conducir y el relé de conmutación es activado. La corriente de excitación es igual a 45 mA.
2) Después de un retardo más largo (unos 200 ms), fijado por el condensador *C*2, el segundo transistor BCY38 (*TR*2) pasa a conducir y aplica alta tensión al circuito de excitación de VHF seleccionado. Esto no ocurre si no existe alimentación de alta tensión de −28 V en el relé y si el devanado del relé no está intacto.

Al pasar a "recepción", el condensador *C*2 se descarga

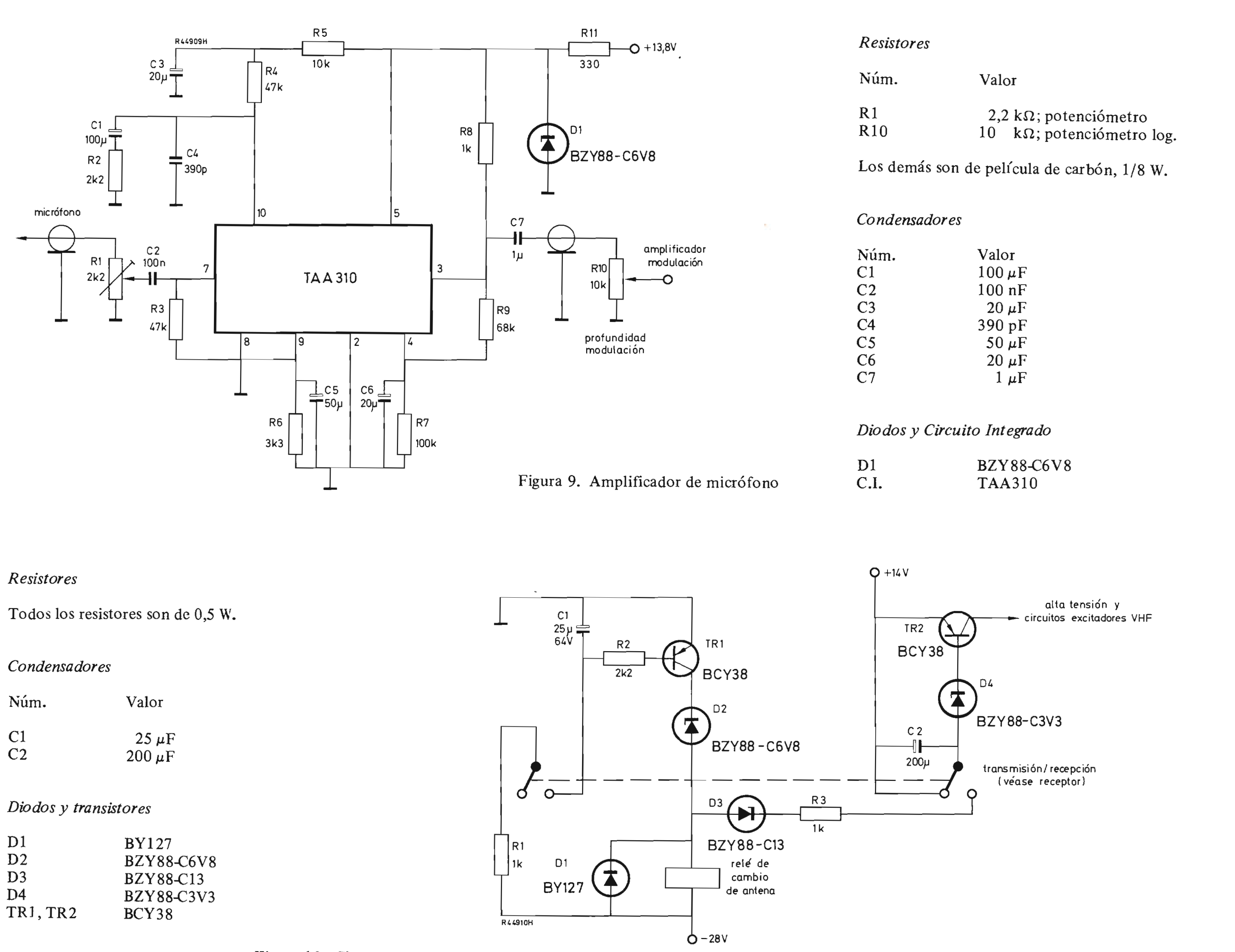


Figura 9. Amplificador de micrófono

Resistores

Núm.	Valor
R1	2,2 kΩ; potenciómetro
R10	10 kΩ; potenciómetro log.

Los demás son de película de carbón, 1/8 W.

Condensadores

Núm.	Valor
C1	100 µF
C2	100 nF
C3	20 µF
C4	390 pF
C5	50 µF
C6	20 µF
C7	1 µF

Diodos y Circuito Integrado

D1	BZY88-C6V8
C.I.	TAA310

Figura 10. Circuito de conmutación y de retardo.

Resistores

Todos los resistores son de 0,5 W.

Condensadores

Núm.	Valor
C1	25 µF
C2	200 µF

Diodos y transistores

D1	BY127
D2	BZY88-C6V8
D3	BZY88-C13
D4	BZY88-C3V3
TR1, TR2	BCY38

muy rápidamente, bloquea *TR*2 y la alimentación al excitador de VHF; después de unos 150 ms fijados por *C*1, el transistor *TR*1 deja de conducir y el relé vuelve a la posición de recepción.

Debido a que se aplica alta tensión continuamente al convertidor de VHF, resulta necesario, cuando se "transmite", reducir el ruido del receptor utilizando el control "silenciador" del receptor.

Filtro de antena

La figura 11 representa el filtro de antena, que es un tipo convencional de paso de banda.

CONVERTIDOR DE VHF

Se necesita un convertidor para cambiar la frecuencia de la señal de entrada de 144 a 146 MHz a una frecuencia de la banda adecuada para el receptor. Se eligió la banda de 19 a 21 MHz, pues parecía proporcionar una recepción relativamente libre de señales espurias.

El ruido de radiofrecuencia de fondo en la antena y las señales de las bandas adyacentes de VHF son de un nivel relativamente alto. Por eso el convertidor esta diseñado especialmente para buenas caracteristicas de modulación cruzada e intermodulación. Por otra parte, el largo cable coaxial que conecta el convertidor con el receptor aumenta las posibilidades de captación de señales de alta frecuencia espurias. Por este motivo la señal de salida del convertidor se hizo lo bastante grande para proporcionar un factor señal/ruido elevado.

La figura 12 representa el circuito convertidor. El oscilador local consta de un transistor BF115 (*TR*4) y un cristal de tercer armónico de 41,666 MHz. Esta frecuencia de tercer armónico es triplicada por una etapa BSX20, y es amplificada por otro BSX20.

Como amplificador de radiofrecuencia se emplea un transistor BF182 (*TR*1). Este transistor proporciona buena inmunidad de modulación cruzada para bajos niveles de señal en sintonía, es decir, cuando no funciona el CAG. El mezclador comprende un tetrodo MOST de tipo BFS28 (*TR*2) con inyección de señal en la puerta 1 e inyección del oscilador local en la puerta 2. Un segundo transistor BFS28 (*TR*3) se utiliza como amplificador de FI para cubrir las pérdidas en los 100 m de cable coaxial que une el convertidor con el receptor.

La ganancia típica de potencia del convertidor es igual a 34 dB y el factor de ruido es de 5 dB.

FUNCIONAMIENTO DE ESTACION EMISORA

La potencia de salida del transmisor se ajustó para que diera 25 W de potencia en onda continua directamente después del filtro de antena. La pérdida por inserción del cable coaxial de 50 Ω para la alimentación de antena es igual a 4 dB, lo cual da un total de potencia radiada de unos 10 W. La ganancia de antena es de 12,6 dB.

Hay que observar que el máximo coeficiente de ondas estacionarias que se ofrece al transmisor con una antena desequilibrada será sólo igual a 2,2 mientras la línea de alimentación coaxial esté conectada.

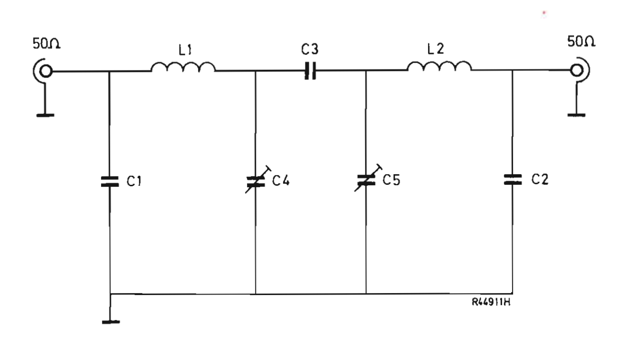


Figura 11. Filtro de antena del transmisor.

Bobinas

L1, L2	5,5 espiras, hilo de cobre esmaltado de 1,25; diámetro interior de 6 mm, longitud, 9 mm (montadas perpendicularmente entre sí)

Condensadores

C1, C2	39 pF, cerámico tubular
C3	1,5 pF, cerámico tubular
C4, C5	trimmer concéntrico de 4 a 29 pF

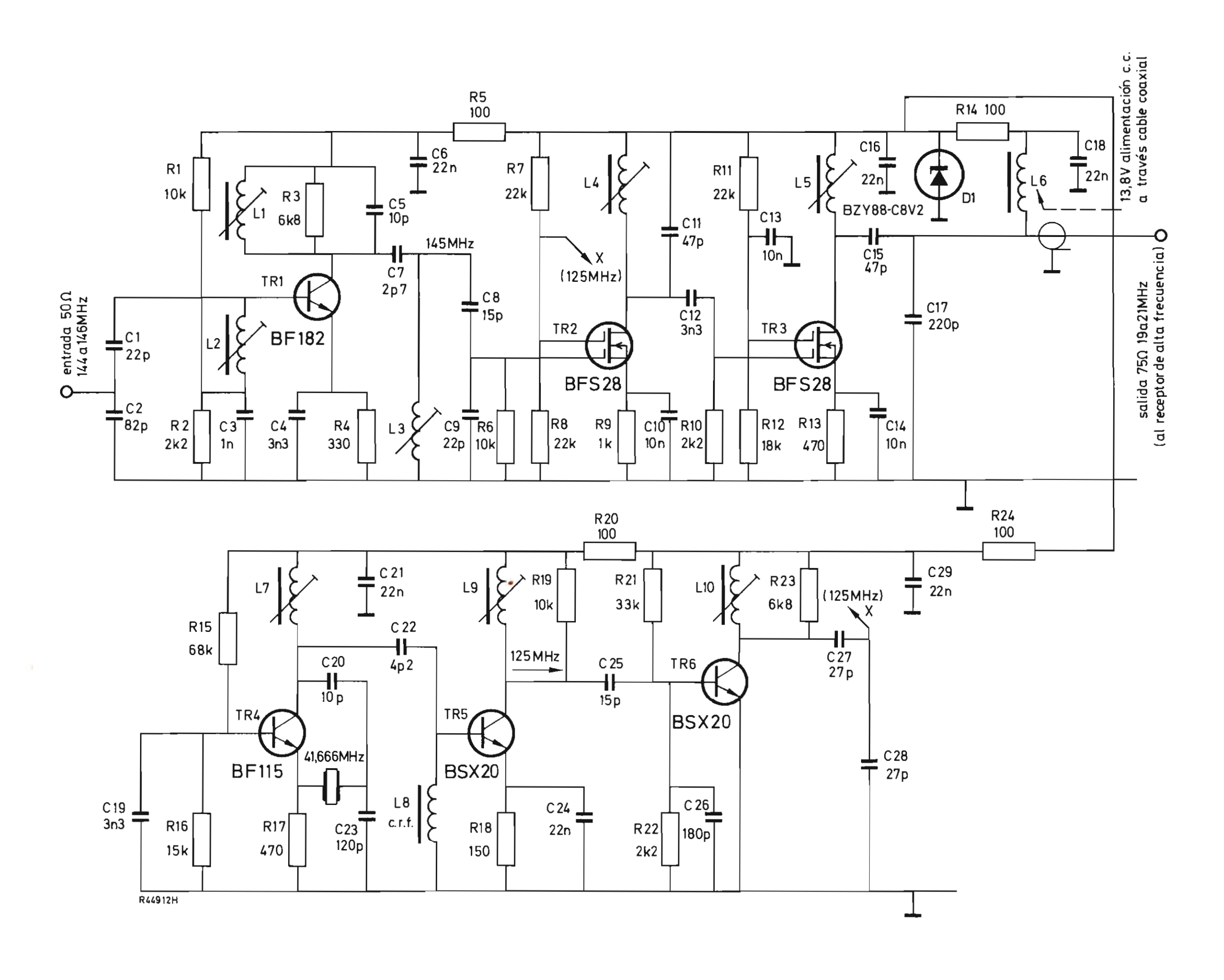


Figura 12. Convertidor de VHF.

Bobinas

L1, L2, L3, L9, L10	5 espiras de hilo de cobre esmaltado de 1,25 mm, separación entre espiras de 1 mm, arrolladas a una formita de 4,5 mm con una barra de ferroxcube
L7	10 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,355 mm, devanado en una formita de 4,5 mm con una barra de ferroxcube
L4, L5	22 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,355 mm devanadas a una formita de 4,5 mm con una barra de ferroxcube
L8	choque de RF

Resistores

Todos los resistores son de película de carbón, 0,25 W.

Condensadores

Núm.	Valor
C1	22 pF
C2	82 pF
C3	1 nF
C4	3,3 nF
C5	10 pF
C6	22 nF
C7	2,7 pF
C8	15 pF
C9	22 pF
C10	10 nF
C11	47 pF, polistireno
C12	3,3 nF
C13	10 nF
C14	10 nF
C15	47 pF
C16	22 nF
C17	220 pF
C18	22 nF
C19	3,3 nF
C20	10 pF
C21	22 nF
C22	4,7 pF
C23	120 pF
C24	22 nF
C25	15 pF
C26	180 pF
C27	27 pF
C28	27 pF
C29	22 nF

Transistores

TR1	BF182
TR2, TR3	BFS28
TR4	BF115
TR5, TR6	BSX20

APLICACIONES DEL TIRISTOR BT100A



Los tiristores de la serie BT100A, en cápsula de plástico, son especialmente indicados para aplicaciones de tipo doméstico y de baja potencia. Concebidos especialmente para el control de iluminación, de temperatura y de velocidad de pequeños motores, pueden ser utilizados en equipos alimentados por medio de la red a 125 y 220 voltios.

A fin de poner de manifiesto las numerosas y variadas posibilidades de estos tiristores, acabamos de publicar un manual de aplicaciones prácticas en el que se describen los siguientes dispositivos: 1. Encendido electrónico para automóvil. 2. Regulador de iluminación. 3. Control para pequeño motor. 4. Cebador electrónico para tubos fluorescentes. 5. Disparador para flash esclavo. 6. Encendedor de gas. 7. Cebador para lámpara de sodio de alta presión.

Este manual de 70 páginas, con numerosos esquemas y figuras, puede adquirirlo al precio de 25 Ptas. en nuestras oficinas de Barcelona y Madrid, o remitiendo su importe (por giro postal, etc.). También podemos mandárselo contra reembolso (los gastos por cada envío contra reembolso son de 25 Ptas.).

AMPLIFICADOR DIFERENCIAL CON TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO

A continuación describimos un amplificador diferencial con transistores de efecto de campo. Se analiza el circuito, el factor de rechazo común, el apareamiento de otros componentes y dos ejemplos de aplicación.

INTRODUCCION

Los transistores de efecto de campo presentan tres ventajas en comparación con los bipolares en su utilización como dispositivos de entrada en amplificadores operacionales, a saber:

- alta impedancia de entrada,
- pequeña corriente de entrada y offset, y
- baja aportación de ruido si se excitan a partir de altas impedancias de generador.

Uno de los inconvenientes de los pares de transistores de efecto de campo es su tensión offset comparativamente alta y su variación con la temperatura (deriva térmica), con la tensión de entrada en modo común y con la tensión de alimentación. Este inconveniente es debido a la transconductancia relativamente pequeña de los transistores de efecto de campo, y también implica una influencia relativamente alta de otros componentes del circuito en la tensión offset de todo el amplificador y en sus variaciones.

TENSION OFFSET, RECHAZO DE MODO COMUN, SENSIBILIDAD DE ALIMENTACION Y DERIVA TERMICA

La tensión offset de un par de transistores de efecto de campo se define como la diferencia de las tensiones puerta-surtidor cuando los transistores de efecto de campo están polarizados por corrientes de drenador iguales (I_D), idénticas tensiones drenador-surtidor (V_{DS}) e igual temperatura ambiente (T).

$$V_{GS1} - V_{GS2} = \Delta V_{GS} = \mathrm{f}(I_D, V_{DS}, T) \text{ (véase fig. 1)} \quad (1)$$

Una variación de ΔV_{GS} con I_D, V_{DS} y T, según la ecuación 1 es igual a

$$\mathrm{d}\Delta V_{GS} = \frac{\partial \Delta V_{GS}}{\partial I_D} \cdot \mathrm{d}I_D + \frac{\partial \Delta V_{GS}}{\partial V_{DS}} \cdot \mathrm{d}V_{DS} + \frac{\partial \Delta V_{GS}}{\partial T} \cdot \mathrm{d}T, \quad (2)$$

en donde

$$\frac{\partial \Delta V_{GS}}{\partial I_D} = \frac{\partial V_{GS1}}{\partial I_D} - \frac{\partial V_{GS2}}{\partial I_D} = \frac{1}{g_{fs1}} - \frac{1}{g_{fs2}} = \Delta\left(\frac{1}{g_{fs}}\right), \quad (3)$$

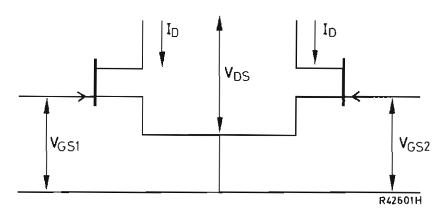


Figura 1. Circuito básico de un par de transistores FET utilizado como amplificador diferencial, con indicación de tensiones y corrientes.

$$\frac{\partial \Delta V_{GS}}{\partial V_{DS}} = \frac{\partial V_{GS1}}{\partial V_{DS}} - \frac{\partial V_{GS2}}{\partial V_{DS}} =$$

$$= \left(-\frac{g_{os}}{g_{fs}}\right)_1 - \left(-\frac{g_{os}}{g_{fs}}\right)_2 = -\Delta\left(\frac{g_{os}}{g_{fs}}\right), \quad (4)$$

y finalmente

$$\frac{\partial \Delta V_{GS}}{\partial T} = \frac{\partial V_{GS1}}{\partial T} - \frac{\partial V_{GS2}}{\partial T} =$$

$$= \frac{1}{\mu} \cdot \frac{d\mu}{dT} \cdot I_D \cdot \Delta\left(\frac{1}{g_{fs}}\right) - \Delta\left(\frac{dV_P}{dT}\right). \quad (5)$$

Las ecuaciones de la 1 a la 5 se aplican para determinar la aportación del par de transistores de efecto de campo (como etapa de entrada diferencial de un amplificador) en la tensión offset total, el rechazo de modo común, la sensibilidad de alimentación y la deriva térmica del amplificador.

Una variación en la tensión de entrada de modo común V_{CM} hace variar las corrientes de drenador I_D y las tensiones de drenador V_{DS}. El montaje de circuito determina entonces los factores dI_D/dV_{CM} y dV_{DS}/dV_{CM}, los cuales si se multiplican por los factores de adaptación del par de transistores de efecto de campo $\Delta(1/g_{fs})$ y $\Delta(g_{os}/g_{fs})$, se obtiene la aportación del par de transistores de efecto de campo al factor de rechazo de modo común **CMRR** por medio de la ecuación 2:

$$(\mathrm{CMRR})^{-1} = \frac{d\Delta V_{GS}}{dV_{CM}} =$$

$$= \Delta\left(\frac{1}{g_{fs}}\right) \cdot \frac{dI_D}{dV_{CM}} - \Delta\left(\frac{g_{os}}{g_{fs}}\right) \cdot \frac{dV_{DS}}{dV_{CM}}. \quad (6)$$

Tabla 1. Valores máximos de parámetros de apareamiento para BFS21A a $V_{DS} = 15$ V.

	$I_D = 100\ \mu A$	$I_D = 200\ \mu A$	$I_D = 500\ \mu A$
ΔV_{GS}	10 mV	10 mV	10 mV
$\Delta\left(\frac{1}{g_{fs}}\right)$	37,5 Ω	20 Ω	7,5 Ω
$\Delta\left(\frac{g_{os}}{g_{fs}}\right)$	$0{,}5 \times 10^{-3}$	$0{,}5 \times 10^{-3}$	$0{,}5 \times 10^{-3}$
$\frac{\partial \Delta V_{GS}}{\partial T}$	40 μV/°C	40 μV/°C	40 μV/°C

La aportación del par de transistores de efecto de campo a la sensibilidad de alimentación se determina de igual modo:

$$\frac{d\Delta V_{GS}}{dV_S} = \Delta\left(\frac{1}{g_{fs}}\right) \cdot \frac{dI_D}{dV_S} - \Delta\left(\frac{g_{os}}{g_{fs}}\right) \cdot \frac{dV_{DS}}{dV_S}, \quad (7)$$

donde V_S es la tensión de alimentación; y para la deriva térmica:

$$\frac{d\Delta V_{GS}}{dT} = \Delta\left(\frac{1}{g_{fs}}\right)\left(\frac{dI_D}{dT} + \frac{1}{\mu} \cdot \frac{d\mu}{dT} \cdot I_D\right) -$$

$$- \Delta\left(\frac{g_{os}}{g_{fs}}\right) \cdot \frac{dV_{DS}}{dT} - \Delta\left(\frac{dV_P}{dT}\right) \quad (8)$$

Los máximos valores de los parámetros equilibrados del par de transistores de efecto de campo BFS21A se indican en la tabla 1, para $V_{DS} = 15$ V.

CIRCUITO CON TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO COMO ETAPA DE ENTRADA DIFERENCIAL

El diseño del circuito determina los valores de los factores

$$\frac{dI_D}{dV_{CM}}, \frac{dV_{DS}}{dV_{CM}}, \frac{dI_D}{dV_S}, \frac{dV_{DS}}{dV_S}, \frac{dI_D}{dT} \text{ y } \frac{dV_{DS}}{dT}$$

dados en las ecuaciones 6, 7 y 8.

La figura 2 representa seis circuitos básicos. Los transistores de efecto de campo se han dispuesto como amplificadores de drenador común en las figuras 2a, b y c, y como amplificadores de surtidor común en las figuras 2d, e y f. La baja impedancia de salida de los amplificadores de drenador común permite el empleo de amplificadores operacionales integrados como dispositivos de salida sin necesidad de modificaciones en las redes de compensación de frecuencia recomendadas.

Sin embargo, conviene hacer modificaciones en la red de compensación de la frecuencia aconsejada si la etapa de entrada es un amplificador de surtidor común, debido a su alta impedancia de salida; por consiguiente, los circuitos con dispositivos discretos serán entonces preferibles para permitir elevado ancho de banda y velocidad de variación.

En lo que respecta a la tensión offset, factor de rechazo en modo común y deriva térmica, pocas diferencias existen entre el montaje de drenador común y el de surtidor común.

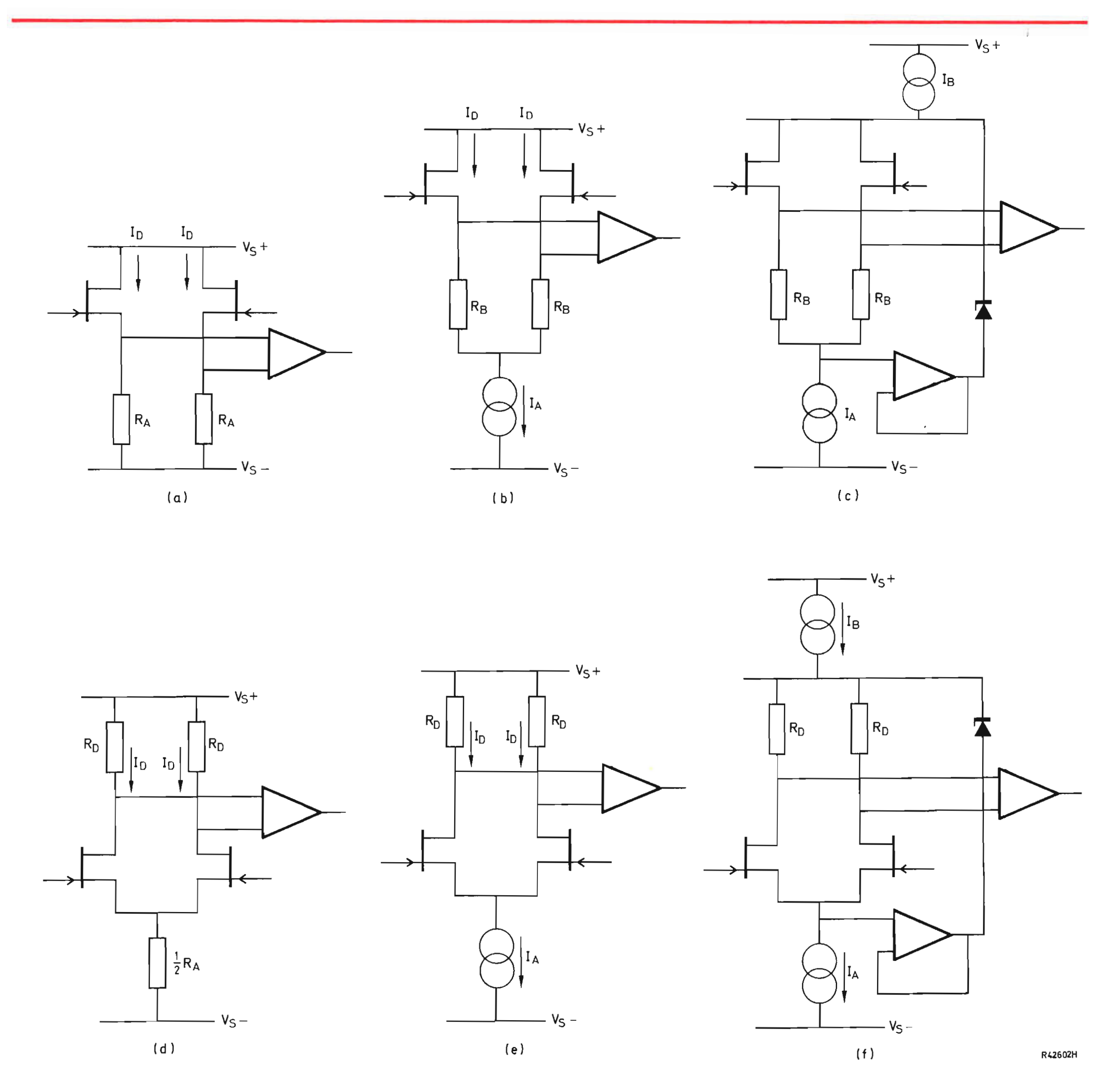


Figura 2. Circuitos básicos de un par de transistores FET utilizado como etapa de entrada diferencial.

En las figuras 2a y d la corriente de drenador está determinada por los resistores R_A:

$$I_D = \frac{V_{CM} - V_S^- - V_{GS}}{R_A}, \qquad (9)$$

donde V_{CM} es la tensión de entrada de modo común y V_S la tensión de alimentación de la línea negativa. La tensión drenador-surtidor equivale a:

$$V_{DS} = V_S^+ - V_{CM} \quad \text{(véase fig. 2a)} \qquad (10)$$

ó

$$V_{DS} = V_S^+ - V_{CM} - \frac{R_D}{R_A}(V_{CM} - V_S^- - V_{GS})$$

$$\text{(véase fig. 2d)} \qquad (11)$$

Los factores indicados anteriormente se obtienen de las ecuaciones 9, 10 y 11:

$$\frac{dI_D}{dV_{CM}} = \frac{1}{R_A}\,;\quad \frac{dI_D}{dV_S^-} = -\frac{1}{R_A}\,;\quad \frac{dI_D}{dT} = -\frac{1}{R_A}\,\frac{dV_{GS}}{dT}\,.$$

En el caso representado en la figura 2a:

$$\frac{dV_{DS}}{dV_{CM}} = -1; \quad \frac{dV_{DS}}{dV_{S^+}} = 1; \quad \frac{dV_{DS}}{dT} = 0;$$

y en el caso representado en la figura 2d:

$$\frac{dV_{DS}}{dV_{CM}} = -1 - \frac{R_D}{R_A}; \quad \frac{dV_{DS}}{dV_{S^-}} = \frac{R_D}{R_A};$$

$$\frac{dV_{DS}}{dT} = \frac{R_D}{R_A} \cdot \frac{dV_{GS}}{dT}.$$

Para obtener dV_{GS}/dT, véase la ecuación siguiente:

$$\frac{dE_{dr}}{dT} = \left\{\frac{I_D}{g_{fs}} \cdot \frac{1}{\mu_V} \cdot \frac{d\mu_V}{dT}\right\} - \frac{dV_P}{dT}$$

La aportación del par de transistores de efecto de campo al factor de rechazo en modo común puede obtenerse por medio de la ecuación 6, la sensibilidad de alimentación por medio de la ecuación 7 y el desplazamiento térmico por la 8.

FACTOR DE RECHAZO DE MODO COMUN (CMRR)

El factor de rechazo en modo común y la deriva térmica se calculan a partir de ejemplos: supongamos I_D = = 0,2 mA, R_A = 80 kΩ y R_D = 10 kΩ. De acuerdo con la tabla 1, la figura 2a,

$$(\text{CMRR})^{-1} = \frac{20}{80} \times 10^{-3} + 0{,}5 \times 10^{-3} =$$

$$= 0{,}75 \times 10^{-3} \text{ ó, } 62{,}5 \text{ dB.}$$

Figura 2d,

$$(\text{CMRR})^{-1} = \frac{20}{80} \times 10^{-3} + (1 + 1/8) \times 0{,}5 \times 10^{-3} =$$

$$= 0{,}81 \times 10^{-3} \text{ ó, } 62 \text{ dB.}$$

Estos dos valores resultan inaceptablemente bajos. Una ligera mejora de unos decibelios se puede obtener minimizando dI_D/dV_{CM} por medio del generador de corriente $I_A = 2\,I_D$ (véanse figuras 2b y e), o bien minimizando dV_{DS}/dV_{CM} por medio del generador de corriente I_B, generador de tensión V_Z y un amplificador de ganancia de unidad. Pero una mejora mayor (de unos 40 dB) se puede conseguir si se minimizan simultáneamente dI_D/dV_{CM} y dV_{DS}/dV_{CM} (véanse figuras 2c y f).

DERIVA TERMICA

Dado que dI_D/d_T y dV_{DS}/dT son muy pequeños ($g_{fs} \cdot R_A \gg 1$), $d\Delta V_{GS}/dT$ (ecuación 8) se reduce a $\delta\Delta V_{GS}/\delta T$ (ecuación 5), de modo que $d\Delta V_{GS}/dT \approx \approx \delta\Delta V_{GS}/\delta T$ = 20 μV/°C típicos. Aunque el factor de rechazo en modo común y la sensibilidad de alimentación están notablemente mejorados en los circuitos representados en las figuras 2c y f, la deriva térmica no está mejorada e incluso puede ser peor que en los circuitos más simples. Por lo tanto se ha de prestar una atención especial a la estabilidad térmica de I_A, I_B y V_Z para conseguir bajo dI_D/dT y dV_{DS}/dT.

APAREAMIENTO DE OTROS COMPONENTES

Además de la configuración del circuito, ha de prestarse especial atención a la contribución de los componentes del circuito (resistores de drenador, resistores de surtidor, otros resistores de polarización, segunda etapa) en lo que concierne a la tensión offset del amplificador completo y sus variaciones, contribución que puede ser notable si la transconductancia de los transistores de efecto de campo no es suficientemente elevada.

Resistores R_D *de los circuitos representados en las figuras 2d, e y f:*

La desigualdad de estos resistores origina una tensión offset adicional igual a

$$\Delta V_{GS}' = \frac{\Delta I_D}{g_{fs}} \cdot \frac{\Delta R_D}{R_D},$$

en donde

$$\Delta R_D = R_{D1} - R_{D2}.$$

Además, puesto que $I_D \neq 0$, se introduce un término de deriva adicional:

$$\frac{d\Delta V_{GS}'}{dT} = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{d\mu}{dT} \cdot \frac{\Delta I_D}{g_{fs}} = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{d\mu}{dT} \cdot \frac{I_D}{g_{fs}} \cdot \frac{\Delta R_D}{R_D}.$$

Otro término de deriva adicional está originado por la diferencia de los coeficientes de temperatura $\Delta\alpha = \alpha_1 - \alpha_2$ de los resistores R_D:

$$\frac{d\Delta V_{GS}''}{dT} = \frac{1}{4} \cdot \frac{I_D}{g_{fs}} \cdot \Delta\alpha.$$

Si I_D = 200 μA; g_{fs} = 1 mA/V; $\Delta\alpha$/°C = 50 ppm/°C, $\Delta R_D/R_D$ = 1 %, y

$$\frac{1}{\mu} \cdot \frac{d\mu}{dT} = -6 \times 10^{-3}/°C,$$

entonces

$$\Delta V_{GS}' = 2 \text{ mV}; \; d\Delta V_{GS}'/dT = -12 \,\mu V/°C;$$
$$d\Delta V_{GS}''/dT = 2{,}5 \,\mu V/°C.$$

El mismo cálculo válido pàra R_D sirve para R_A y R_B en las figuras 2a, b y c.

El rechazo en modo común está influido por la desigualdad de los resistores R_A en la figura 2, por tanto:

$$\frac{d\Delta V_{GS}}{dV_{CM}} = \frac{1}{g_{fs} \cdot R_A} \cdot \frac{\Delta R_A}{R_A},$$

valor igual a 125 μV/V si $\Delta R_A/R_A = 10^{-2}$ y $g_{fs} \cdot R_A$ = 80.

En el circuito representado en la figura 2d,

$$\frac{d\Delta V_{GS}}{dV_{CM}} = \frac{1}{g_{fs} \cdot R_A} \cdot \frac{\Delta R_D}{R_D}.$$

Estas contribuciones desaparecerán si los resistores R_A se sustituyen por generadores de corriente I_A.

Corriente offset del amplificador de salida:

La corriente offset del amplificador de salida hace que las corrientes de drenador difieran, lo cual da por resultado contribuciones adicionales a la corriente offset y a la deriva de todo el amplificador.

En el amplificador de surtidor común:

$$(\Delta V_{GS})_{CS}' = -\frac{I_{D1} - I_{D2}}{g_{fs}} = -\frac{\Delta I_D}{g_{fs}},$$

y en el amplificador de drenador común:

$$(\Delta V_{GS})_{CD}' = -\frac{I_{D1} - I_{D2}}{g_{fs}} = -\frac{\Delta I_D}{g_{fs}}.$$

Los términos de deriva térmica se deben a que ΔI_D varía con la temperatura:

$$\left(\frac{d\Delta V_{GS}}{dT}\right)_{CS}' = -\left(\frac{d\Delta V_{GS}}{dT}\right)_{CD}' =$$
$$= -\frac{1}{g_{fs}} \cdot \frac{d\Delta I_D}{dT} = -\frac{\gamma}{g_{fs}} \cdot \Delta I_D,$$

en donde $\gamma = -7 \times 10^{-3}$/°C.

Otro término de deriva térmica viene motivado por el cambio de diferencia de las corrientes de drenador:

$$\left(\frac{d\Delta V_{GS}}{dT}\right)_{CS}'' = -\left(\frac{d\Delta V_{GS}}{dT}\right)_{CD}'' = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{d\mu}{dT} \cdot \frac{\Delta I_D}{g_{fs}}.$$

Puesto que $(1/\mu) \cdot (d\mu/dT) \approx \gamma$, los términos de deriva térmica se compensan entre sí en los montajes de surtidor común y drenador común.

Si

$$g_{fs} = 1 \text{ mA/V}, \; \Delta I_D = 100 \, nA,$$
$$\frac{1}{\mu} \cdot \frac{d\mu}{dT} = -6 \times 10^{-3}/°C.$$

entonces

$$\left|\frac{d\Delta V_{GS}}{dT}\right|' = 7 \,\mu V/°C$$

y

$$\left|\frac{d\Delta V_{GS}}{dT}\right|'' = 6 \,\mu V/°C.$$

La corriente de entrada y la tensión offset del amplificador de salida también origina deriva y offset adicional en todo el amplificador, pero se puede despreciar en los casos prácticos.

EJEMPLOS DE AMPLIFICADORES OPERACIONALES CON TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO EN LA ENTRADA

La figura 3 representa un sencillo amplificador operacional similar al representado en la figura 2a. La tensión offset del amplificador está equilibrada por medio del potenciómetro $R6$. El resistor $R10$ sólo es necesario si el amplificador está cargado capacitivamente.

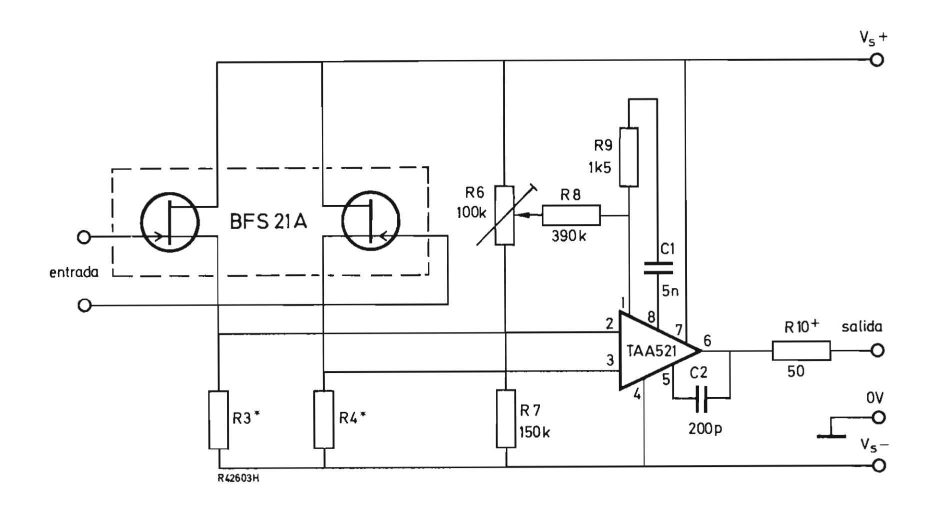


Figura 3. Circuito práctico con un par de transistores de efecto de campo utilizado como etapa de entrada diferencial para un amplificador operacional. $V_S = \pm 9$ V, $R_3 = R_4 = 47$ kΩ ± 1%. $V_S = \pm 15$ V, $R_3 = R_4 = 82$ kΩ ± 1%.

Figura 4. Esquema de un amplificador operacional con elevado factor de rechazo en modo común.

Tabla 2. Comparación de los datos para amplificadores de las figuras 3 y 4.

	Figura 3	Figura 4
ganancia de tensión	>80 dB	>90 dB
ancho de banda ganancia unidad	>0,5 MHz	>3 MHz
velocidad de variación	–	8 V/μs
impedancia de entrada diferencial	>10^{11} Ω//4 pF	10^{11} Ω en paralelo con 4 pF
impedancia de entrada en modo común	>10^{11} Ω//4 pF	10^{11} Ω en paralelo con 4 pF
tensión offset típica (inicial)	5 mV, ajustable	5 mV, ajustable
deriva térmica típica	20 μV/°C	20 μV/°C
factor de rechazo en modo común	>60 dB	>100 dB ($-10 \leqslant V_{CM} \leqslant 10$ V)
sensibilidad de alimentación	<1 mV/V	<100 μV/V
deriva de tiempo de tensión offset	<50 μV/mes	<50 μV/mes
margen de tensión en modo común	±7 V	±10 V
tensión de salida	±10 V	±10 V
corriente de salida	±5 mA	±10 mA
salida protegida contra cortocircuito	no	sí

Los valores de los componentes de compensación de la frecuencia $R9$, $C1$ y $C2$ se han elegido para que den estabilidad incondicional para todos los valores de baja ganancia en lazo cerrado por debajo de la unidad.

La figura 4 representa un circuito algo más complicado, parecido al representado en la figura 2f, en el que se emplean componentes discretos para elevado ancho de banda y velocidad de variación. La compensación de la frecuencia para estabilidad incondicional con todos los valores de baja ganancia en lazo cerrado por debajo de la unidad se consigue por medio del resistor R_C y del condensador C_C situados entre drenadores.

La tensión offset del amplificador está equilibrada por medio del potenciómetro R_p.

La corriente de drenador está estabilizada por medio del generador de corriente $TR3$-$TR4$-$TR5$ que tiene pequeña conductancia de salida, poca sensibilidad de alimentación (polarización por medio de diodo regulador de tensión $D1$), y pequeño coeficiente de temperatura ($D1$ y $D2$ compensan entre sí los coeficientes de temperatura).

El generador de corriente $TR6$ alimenta el par de transistores de efecto de campo y el transistor $TR7$. Así la corriente a través del resistor $R7$ y por tanto la tensión de drenador-surtidor del par de transistores de efecto de campo está estabilizada. El transistor $TR7$ asegura que la corriente de colector de $TR3$ pase a través del par de transistores de efecto de campo.

Las etapas segunda y tercera son etapas diferenciales convencionales. Las etapas de salida son del tipo de contrafase y tienen estabilización de corriente de reposo y protección de sobrecarga.

En la tabla 2 se dan datos de ambos amplificadores.

EL TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO COMO RESISTOR CONTROLADO POR TENSION

La figura 1 muestra la característica de salida de un transistor de efecto de campo de unión o un transistor de efecto de campo de metal-óxido-silicio para valores positivos y negativos relativamente pequeños de V_{DS} en la zona de precorte de drenador ($V_{DS} < V_{GS} - V_P$). Se puede ver que todas las curvas pasan por el origen (no offset), y son simétricas y relativamente lineales. Esto significa que el transistor de efecto de campo puede ser empleado como resistencia variable en dispositivos tales como un atenuador controlado por tensión (control remoto), un multiplicador analógico, un modulador de amplitud o un filtro controlado de ancho de banda.

La resistencia drenador-surtidor (véase fig. 2) viene dada por:

$$r_{ds} = \frac{V_P{}^2}{2I_{DSS}} \cdot \frac{1}{V_{GS} - V_P - V_{DS}} . \qquad (1)$$

Esto significa que r_{ds} es una resistencia no lineal debido a su dependencia de V_{DS}.

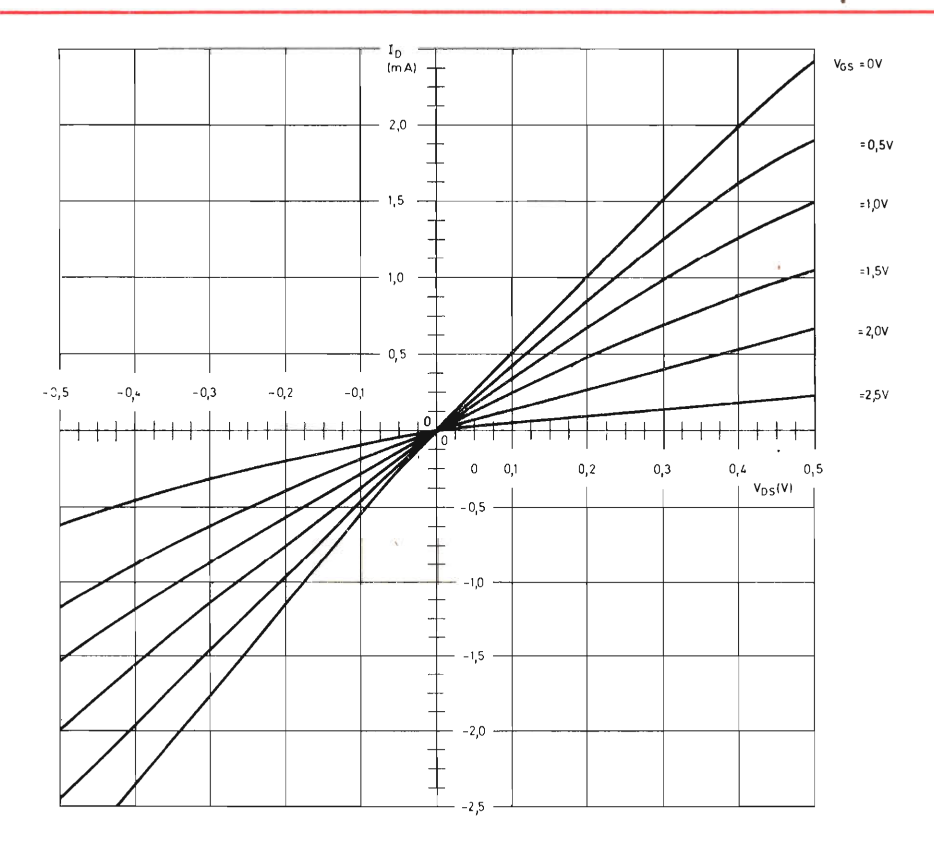


Figura 1. Características de un transistor de efecto de campo como resistor controlado por tensión

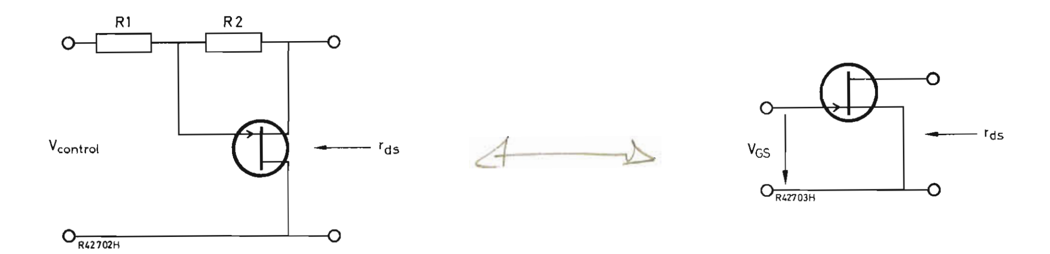


Figura 2. Circuito que muestra la resistencia drenador-surtidor r_{ds}

Figura 3. Linealización de r_{ds} por medio de realimentación

Para grandes señales de V_{DS}, la linealidad puede mejorarse apreciablemente por medio de realimentación desde el drenador a la puerta, como se representa en la figura 3. Se emplean resistencias iguales $R1$ y $R2$ para hacer

$$V_{GS} = \tfrac{1}{2}(V_{contr} + V_{DS}) \tag{2}$$

esta ecuación combinada con la de I_D da:

$$I_D = I_{DSS}\left\{\frac{2V_{DS}}{-V_P}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)-\left(\frac{V_{DS}}{V_P}\right)^2\right\} \tag{3}$$

$$= I_{DSS}\cdot\frac{V_{DS}}{-V_P}\left(2+\frac{V_{contr}}{-V_P}\right). \tag{4}$$

Por consiguiente, I_D es directamente proporcional a V_{DS}, lo cual significa que r_{ds} es constante.

En la práctica, la ecuación (3) se desvía algo, por tanto r_{ds} se mostrará en cierto sentido no lineal. En la tabla se muestra la influencia de la realimentación en tres transistores de efecto de campo. Esto se ha de determinar midiendo el contenido de armónicos de la corriente de drenador con una tensión de drenador senoidal ($\hat{V}_{ds} = 0{,}1$ V, $f = 1$ kHz). Las características de los dispositivos clasificados van de valores altos a valores bajos de I_{DSS} y V_P:

Transistor de efecto de campo 1: valores altos
Transistor de efecto de campo 2: valores medios
Transistor de efecto de campo 3: valores bajos

En la tabla se puede ver que, para una característica relativamente lineal, es esencial la realimentación y que son preferibles los valores altos de I_{DSS} y V_P.

La tabla es válida para transistores de efecto de campo de unión así como también para transistores de efecto de campo MOS. Para transistores de efecto de campo de unión debemos tener en cuenta que la no linealidad aumenta apreciablemente si V_{GS} se hace positiva (corriente directa a través de diodo puerta-canal). Para transistores de efecto de campo MOS, el diodo substrato-drenador no ha de estar polarizado en sentido directo. Esto se puede evitar haciendo que el substrato sea negativo en varios voltios.

TABLA Medida de distorsión armónica ($\hat{V}_{ds} = 0{,}1$ V)

		FET 1		FET 2		FET 3	
		distorsión (%)		distorsión (%)		distorsión (%)	
		segundo armónico	tercer armónico	segundo armónico	tercer armónico	segundo armónico	tercer armónico
sin realimentación	$r_{ds\ on}$	0,1	0,2	0,2	0,2	0,9	0,8
	$10 \times r_{ds\ on}$	10	2	12	2	16	1,5
con realimentación	$r_{ds\ on}$	0,1	0,2	0,1	0,1	0,2	0,2
	$10 \times r_{ds\ on}$	0,2	0,7	0,5	1	4	0,5

[1]) $r_{ds\ on}$ es la resistencia para $V_{contr} = 0$.

INVERSOR PARA ILUMINACION DE 40 W Y 28 V CON TRANSISTORES BDX36

Se describe un inversor de iluminación de 40 W y 28 V que emplea dos transistores BDX36 y que funciona fuera del margen de audiofrecuencia. Es capaz de activar una lámpara fluorescente de 40 W de 1200 mm o bien dos lámparas de 20 W de 600 mm.

CIRCUITO BASICO

La función de un inversor para iluminación consiste en convertir una tensión de batería continua en una tensión alterna suficientemente elevada para hacer funcionar la lámpara. El circuito básico se representa en la figura 1. La alta tensión necesaria para encender la lámpara fluorescente la genera el transformador cuando funciona el conmutador. La inductancia de fugas del transformador se representa como una inductancia compensadora separada y los circuitos de filamento no se representan.

La corriente de la lámpara tiende a ser sinusoidal puesto que la inductancia compensadora discrimina los armónicos de onda cuadrada del conmutador.

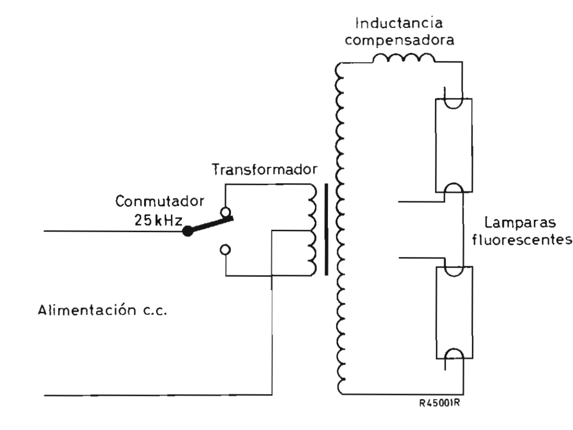


Figura 1. Circuito inversor básico.

TABLA. Características del inversor

Tensión de alimentación: 28 V nominales, margen de 20 a 30 V.
Transitorios de tensión de alimentación: 100 % por encima de la tensión de alimentación, con una duración de impulso de 10 ms.
Tensión de salida en circuito abierto con el mínimo de tensión de alimentación (para encender una lámpara de 40 W sin masa o dos lámparas conectadas en serie de 20 W con conexión a masa): 200 V.
Tensión de filamento: 8 V nominales (antes de encender la lámpara) 10 V máximo.
Corriente máxima en el terminal de cátodo con la lámpara funcionando: 650 mA eficaces.
Salida de luz: como con la red de 50 Hz.
Forma de onda de la corriente de la lámpara: relación entre pico y corriente eficaz de 1,7 máximo.
Forma de onda de la corriente de alimentación: componente en alterna inferior al 10 % del valor de c.c.
Margen de temperatura: como mínimo de 10 a 50°C.
Margen acústico: salida de ruido no audible cuando funciona la lámpara con tensión de alimentación en margen normal.
Condiciones de avería: el inversor no se daña si funciona con una lámpara estropeada o sin lámpara. La alimentación inversa no causa daño.

CIRCUITOS INVERSORES DE 40 W Y 28 V

En las figuras 2 y 3 se representan dos circuitos inversores. El primero (fig. 2) es un circuito de pequeña tolerancia protegido contra tensiones transitorias de hasta el doble de la tensión de alimentación máxima (60 V). El segundo (fig. 3) tiene un consumo de corriente de alimentación inferior y está protegido contra transitorios de hasta 50 V, pero presenta tolerancias de funcionamiento ligeramente mayores.

En ambos circuitos, el conmutador representado en la figura 1 consta de un oscilador con dos transistores que funciona a unos 24 kHz. Los resistores de polarización de 22 kΩ proporcionan suficiente ganancia de lazo en condiciones de pequeña señal para iniciar oscilaciones cuando se conecta la alimentación. La corriente de base

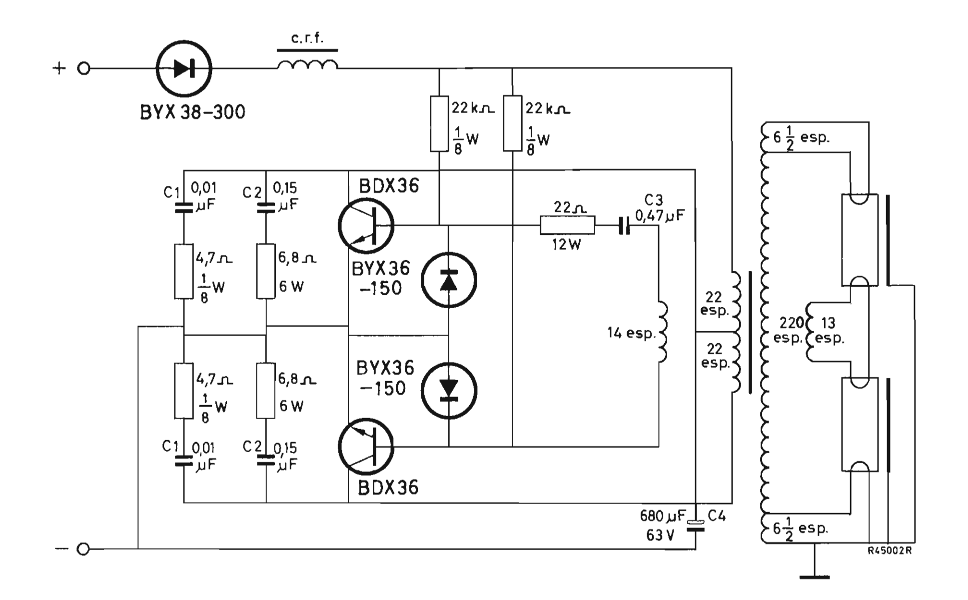


Figura 2. Inversor de 40 W, 28 V.

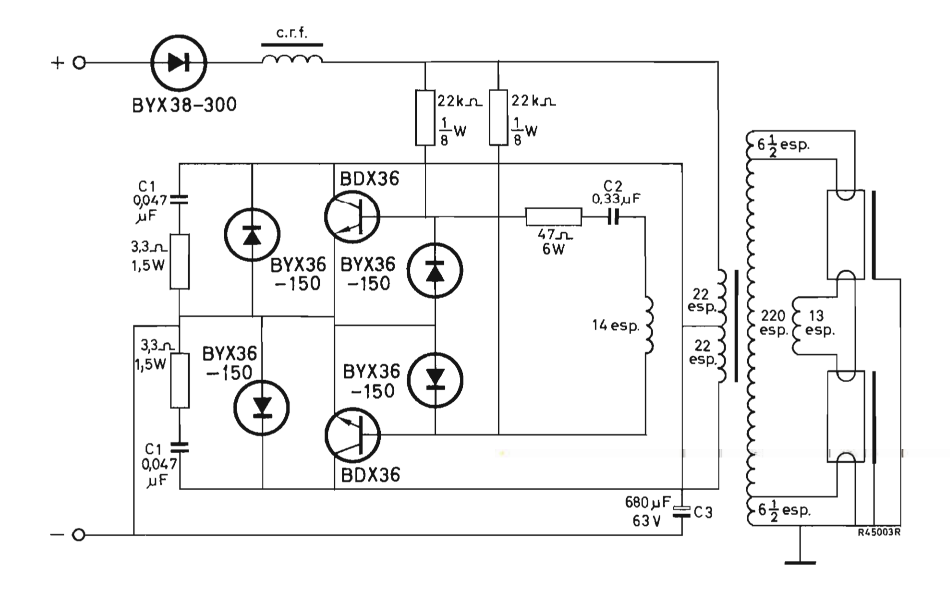


Figura 3. Inversor de 40 W, 28 V con consumo de corriente reducido.

resultante, de 1 mA aproximadamente, es lo bastante baja para asegurar que, si el circuito deja de oscilar por causa de un fallo, los transistores funcionen dentro de su zona de seguridad en c.c. El número de espiras de realimentación en el transformador se elige de modo que las oscilaciones se inicien siempre al aplicar la mitad de la tensión de alimentación normal.

Los circuitos básicos de temporización CR se han diseñado para proporcionar corriente de base adecuada cuando empieza a conducir el transistor, de modo que la temporización está determinada principalmente por las constantes de tiempo y no por las ganancias de los transistores. Esto asegura que la dispersión de ganancia del transistor tenga pequeña repercusión en el funcionamiento y también que la corriente de la lámpara se mantenga simétrica con transistores no apareados.

En ambos circuitos, la red de amortiguamiento de colector, gracias a las características de descebado de los diodos BYX36-150, sirve para dos cosas: primero, asegura que, con el transitorio de tensión de alimentación máximo, la tensión de colector del BDX36 se mantenga dentro de los límites de seguridad (V_{CESM} máx = 120 V) y, en segundo lugar, asegura que la corriente de colector se reduzca a cero antes de que la tensión de colector alcance su máximo valor límite V_{CEO} (60 V). En el circuito representado en la figura 3, los diodos BYX36-150, conectados en paralelo entre emisor y colector de los transistores de conmutación, permiten que la energía almacenada en el transformador pase directamente a la línea de alimentación. Pueden producirse oscilaciones erráticas si se omiten estos diodos en el circuito y se combinan transistores con máxima diferencia en ganancia con diodos entre base y emisor. No se necesitan diodos en paralelo entre colector y emisor en el circuito representado en la figura 2. Un diodo BYX38-300 protege cada circuito contra una inversión accidental de la tensión de alimentación.

En el circuito representado en la figura 2, cada transistor BDX36 se ha de montar en un radiador con una resistencia térmica que no sea superior a 20°C/W (15 cm^2, aluminio ennegrecido de 1 mm de espesor). En el circuito representado en la figura 3, la resistencia térmica de cada radiador no ha de ser superior a 12°C/W (25 cm^2, aluminio ennegrecido de 1 mm de espesor).

RENDIMIENTO

Salida luminosa

En la figura 4 se compara la salida luminosa de una de las dos lámparas de 20 W excitadas por el circuito representado en la figura 2 con la que entrega la misma lámpara excitada por una red de 240 V, 50 Hz.

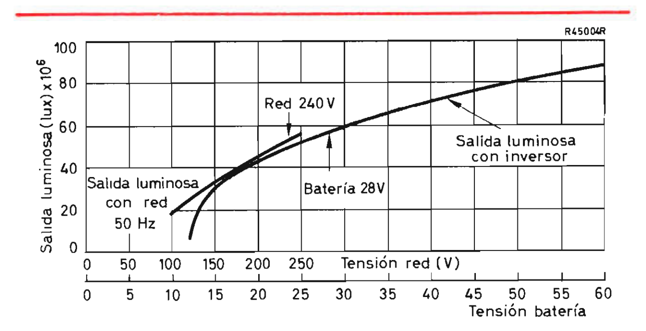


Figura 4. Comparación entre la salida de luz de una de las dos lámparas de 20 W alimentada por el inversor de la figura 2 y otra alimentada por la red de 50 Hz.

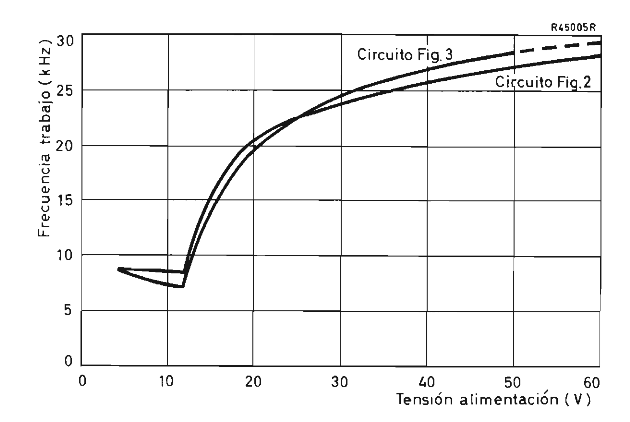


Figura 5. Frecuencia en función de la tensión de alimentación.

Para una tensión de alimentación de 28 V, la salida luminosa del inversor representado en la figura 3 es igual a la del inversor representado en la figura 2.

Frecuencia de salida

Para evitar que el ruido del transformador de salida sea audible, la frecuencia de trabajo para la tensión de alimentación mínima de 20 V ha de estar fuera del margen de audiofrecuencia. La figura 5 indica la frecuencia de trabajo y la tensión de alimentación para ambos circuitos y muestra que a 20 V la frecuencia de trabajo es de unos 20 kHz.

Corriente de entrada

En la figura 6 se muestra la corriente de entrada en función de la tensión de alimentación. Para 28 V, la corriente de entrada es de unos 2,3 A para el circuito

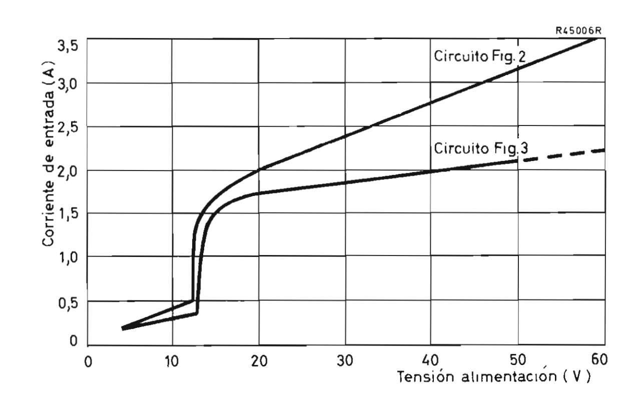


Figura 6. Corriente de entrada en función de la tensión de alimentación.

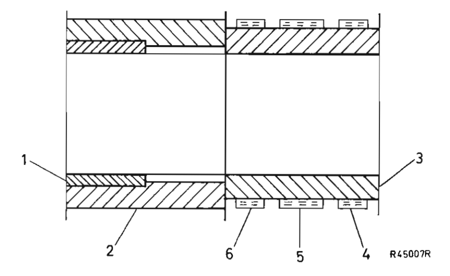


Figura 7. Devanados del transformador.

representado en la figura 2, mientras que para el que se representa en la figura 3 es sólo de 1,8 A.

DATOS DEL TRANSFORMADOR Y LAS BOBINAS

En la figura 7 se representa el transformador; sus datos son los siguientes:

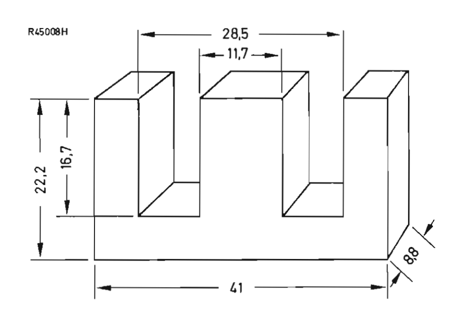


Figura 8. Núcleo de ferroxcube en forma de E. Medidas en mm.

Núcleo	Dos núcleos E ferroxcube, grado 3C5 (véase figura 8)
Devanados	(véase fig. 7)
1) realimentación	14 espiras, 0,135 mm
2) primario	22 + 22 espiras bifilar, 0,71 mm
3) secundario*	220 espiras, 0,315 mm
4) filamento	6,5 espiras, 0,315 mm
5) filamento	13 espiras, 0,315 mm
6) filamento	6,5 espiras, 0,315 mm

*Total secundario: 220 + 6,5 + 6,5 = 233 espiras.

Todos los devanados son de hilo de cobre esmaltado. Después de cada devanado se incluye una capa de cinta aislante de 0,05 mm.

Bobina radiofrecuencia	43 espiras, hilo de cobre esmaltado de 0,5 mm arrollado a una varilla de ferroxcube, de 6,4 X 31,75 mm, grado A4.

EL NUMERO DE TIPO DE LOS COMPONENTES ELECTRONICOS

Bautizar a un nuevo transistor o una válvula puede ocasionar tantas preocupaciones a un fabricante de componentes electrónicos como a los padres el hallar nombre para su nuevo hijo o a un jardinero la denominación de una nueva variedad de rosas. El "número de tipo" ha de identificar a un dispositivo de modo que pueda ser solicitado por los constructores de aparatos o por los técnicos de servicio con la confianza de que satisface determinadas especificaciones, incluso en el caso de que sea producido por más de un fabricante o hayan transcurrido varios años desde que se introdujo por vez primera. Es útil incluir alguna información en el número de tipo que lo asocie fácilmente con la clase de dispositivo o con su aplicación, sin hacerlo demasiado largo o difícil.

INTRODUCCION

El precursor de un sistema informativo de este tipo fue introducido a finales de los años treinta por cierto número de fabricantes de válvulas. Ejemplos de entonces son las válvulas ECH3, EF6, AZ1 y CBL1. Con la popularización de la televisión y la difusión de la electrónica industrial, el sistema continuó desarrollándose. Al propio tiempo se introdujo el empleo de un sistema similar para tubos de rayos catódicos.

A medida que los fabricantes se interesaron por el empleo de este sistema se decidió encontrar una organización independiente para gestionar la designación y registro de números de tipo. Así, hace unos 15 años, se instituyó Pro Electrón, cuya primera sede estuvo en Luxemburgo y posteriormente en Bruselas, con el fin de cumplir esta función. En la actualidad consta de más de 30 miembros que representan a la mayoría de fabricantes de semiconductores o válvulas de Europa occidental. A través de sus órganos directivos han desarrollado un sistema de numeración de tipos que cubre toda la serie de componentes activos: válvulas, tubos, semiconductores y circuitos integrados.

FUNDAMENTOS DEL SISTEMA PRO ELECTRON

Los números de tipos de todos los dispositivos, excepto los tubos de rayos catódicos, emplean las dos primeras letras (o a veces tres) para clasificar el tipo de dispositivo.

La primera letra se emplea para agrupar el dispositivo en clases, series o familias que generalmente son comunes a un determinado tipo de equipo. La segunda letra (y a veces la tercera) informa acerca de la función del dispositivo. Cuando es posible, esta letra representa aproximadamente la misma función en todas las categorías de dispositivos, por ejemplo, la segunda letra "A" se emplea para algunos diodos semiconductores, para diodos termoiónicos y para diodos con atmósfera gaseosa.

El resto del número de tipo constituye un número de serie con agrupaciones específicas ocasionales para ayudar a identificar ciertos aspectos de la función o aplicación del dispositivo. Más adelante describimos los cinco principales grupos: dispositivos semiconductores discretos, circuitos integrados, válvulas receptoras de radio y televisión, tubos electrónicos profesionales y tubos de rayos catódicos.

SEMICONDUCTORES

El número de tipo consta de dos letras seguidas de un número de serie. El número de serie puede constar de tres cifras o de una letra y dos cifras según sea la aplicación principal del dispositivo. *La primera letra* indica el material semiconductor empleado para la parte activa del dispositivo:

A – germanio
B – silicio
C – arseniuro de galio
R – materiales compuestos, como sulfuro de cadmio, seleniuro de plomo, etc.

La segunda letra indica la función primaria del dispositivo:

A – diodos de detección, diodo de alta velocidad, diodo mezclador
B – diodo de capacidad variable
C – transistor de baja potencia para aplicaciones de baja frecuencia
D – transistor de potencia para aplicaciones de baja frecuencia
E – diodo tunel
F – transistor de baja potencia para aplicaciones de radiofrecuencia
G – dispositivos múltiples o variados
H – sonda de campo (dispositivo de efecto Hall)
K – generador Hall en un circuito magnético abierto, como magnetograma o sonda de señal
L – transistor de potencia para aplicaciones de radiofrecuencia
M – generador Hall en un circuito magnético activado eléctricamente, como modulador o multiplicador Hall
N – dispositivo fotoacoplado
P – dispositivo sensible a la radiación
Q – dispositivo generador de radiación
R – rectificador controlado de baja potencia (tiristor)
S – transistor de baja potencia para aplicaciones de conmutación
T – rectificador controlado de potencia (tiristor)
U – transistor de potencia para aplicaciones de conmutación
X – diodo multiplicador, tales como varáctor o diodo de recuperación de paso
Y – diodo rectificador, diodo de recuperación, diodo de eficacia
Z – diodo de referencia de tensión o regulador de tensión; diodo supresor de transitorios.

El número de serie indica un diseño o desarrollo especial, y corresponde a uno de los siguientes grupos:

a) Dispositivos proyectados para aplicaciones de gran consumo (receptores de radio y televisión, amplificadores de audio, magnetófonos, electrodomésticos en general, etc.). El número de serie consta de tres cifras.
b) Dispositivos proyectados principalmente para aplicaciones distintas a las anteriores, por ejemplo, industriales, profesionales y equipos de transmisión. El número de serie consta de una letra (Z, Y, X, W, etc.) seguida de dos cifras.

El número de serie puede ir seguido de una *letra de versión* para indicar pequeñas variantes de un dispositivo básico. La letra R se emplea para indicar que se trata de una versión con polaridad inversa (ánodo a clavija). La versión con polaridad normal (cátodo a clavija) no tiene una letra final especial.

Cuando existe una amplia gama de variantes de un tipo básico de dispositivo, el número de tipo antes definido se emplea a menudo para identificar la gama y se añaden letras y cifras después de un guión para identificar tipos individuales dentro de la gama.

Diodos rectificadores y tiristores

El grupo de cifras indica la tensión inversa de pico repetitivo nominal V_{RRM} o la tensión de bloqueo de pico repetitivo nominal V_{DRM} (el menor de los dos) en voltios.

Diodos de referencia de tensión o reguladores de tensión, diodos supresores de transitorios

La primera letra indica el porcentaje de tolerancia nominal de la tensión de trabajo, V_Z. Esta letra se omite para los diodos supresores de transitorios:

A – ±1 %
B – ±2 %
C – ±5 %
D – ±10 %
E – ±15 %

El grupo de cifras indica la tensión de trabajo típica, V_Z, para cada tipo a la corriente de trabajo nominal, I_Z. Para los diodos supresores de transitorios las cifras indican la máxima tensión de bloqueo aconsejada, V_R.

La letra V se emplea para indicar un punto decimal.

Detectores de radiación

El grupo de cifras indica la profundidad de la capa de agotamiento en μm.

Ejemplos:

BF173 – transistor de silicio para radiofrecuencia proyectado principalmente para aplicaciones de gran consumo
ACY17 – transistor de germanio para baja frecuencia principalmente para aplicaciones industriales
BTX64-300R – tiristor de silicio para aplicaciones industriales, de la gama BTX64, con 300 V de máxima tensión de pico repetitivo y polaridad inversa
BZX88-C5V6 – diodo de silicio regulador de tensión para aplicaciones industriales, de la gama BZY88, con 5,6 V de tensión de trabajo, ±5 % de tolerancia
RPY37 – célula fotoconductora para aplicaciones industriales.

CIRCUITOS INTEGRADOS

El sistema de numeración de tipo para circuitos integrados se aplica a circuitos integrados monolíticos de película delgada, de película gruesa e híbridos. Consta de tres letras seguidas de un número de serie.

Las dos primeras letras clasifican el circuito según los siguientes criterios:

FA, FB, ... NY, NZ
circuitos digitales agrupados en una "familia" de circuitos indicada por las dos primeras letras
SA ... SZ
circuitos digitales aislados (no pertenecen a ninguna "familia")
TA ... TZ
circuitos analógicos
UA ... UZ
circuitos digitales/analógicos mezclados

La tercera letra indica el margen de temperatura de trabajo u otra característica importante:

B 0 a +70°C
C –55 a +125°C
D –25 a +70°C
E –25 a +85°C
F –40 a +85°C

Si no se indica el margen de temperatura, la tercera letra es "A".

En los circuitos digitales la tercera letra indicaba la función del dispositivo según los siguientes criterios:

H – circuitos de puerta y similares
J – circuito secuencial biestable o multiestable
K – circuito monoestable
L – conversión de nivel
N – circuito secuencial bimetaestable multimetaestable
Q – circuito de memoria lectura/escritura
R – circuito de memoria sólo lectura
S – amplificador detector
Y – varios.

El número de serie consta ahora de cuatro cifras o puede ser el número de serie (cifras y letras) de una designación propia de fabricante (completado, si es necesario, con cuatro dígitos añadiendo ceros delante del número).

Antes constaba de un número de serie de tres cifras, de las cuales la tercera indicaba el margen de temperatura de trabajo, según el siguiente código:

1 0 a +70°C
2 –55 a +125°C
3 –10 a +85°C
4 –15 a +55°C
5 –25 a +70°C
6 –40 a +85°C

Si no se indicaba el margen de temperatura, se empleaba la cifra "0".

El número de serie puede ir seguido de una *letra de versión* para indicar el tipo de cápsula u otras pequeñas variantes de un dispositivo básico. Generalmente son las letras C para cápsula cilíndrica, D para DIL cerámica, F para cápsula plana, P para DIL en plástico y Q para QUIL.

Ejemplos:

FJB9309
circuito integrado digital de la familia "FJ" con margen de temperatura de 0 a +70°C equivalente al tipo 9309 en cápsula DIL cerámica
TBA990Q
circuito integrado analógico con cápsula QUIL.

VALVULAS RECEPTORAS PARA RADIO Y TELEVISION

El número de tipo consta de dos o más letras seguidas de un número de serie.

La primera letra indica la tensión o corriente de filamento o calefactor. El código actual especifica las letras siguientes:

E filamento 6,3 V, para conexión en paralelo o en serie
P filamento 300 mA, para conexión en serie.

Otras letras que han sido empleadas en el código Pro Electron o en el anterior código Europeo con A (4 V), C (200 mA), D (0,5 a 1,5 V), G (5 V), H (150 mA), K (2 V) y U (100 mA).

Las letras segunda y siguientes indican la función de la válvula. Dos o tres de estas letras pueden combinarse para describir válvulas multielectrodos.

A diodo de baja potencia
B doble diodo con cátodo común (excluido el diodo rectificador)
C triodo (excluyendo triodos de salida de potencia)
D triodo de salida de potencia
E tetrodo (excluyendo tetrodos de salida de potencia)
F pentodo (excluyendo pentodos de salida de potencia)
H hexodo, heptodo (de tipo hexodo)
K octodo, heptodo (de tipo octodo)
L tetrodo/pentodo de salida de potencia
M indicador de sintonía
Y diodo rectificador de media onda
Z diodo rectificador de onda completa

El número de serie consta de tres cifras (anteriormente se emplearon sólo dos cifras). *La primera cifra* indica el tipo de base:

1 bases varias
2 base de 10 patillas miniatura: B10B (antes empleado para base B8G)
3 base octal
5 base novar/magnoval: B9D (antes empleado para bases varias)
8 base noval: B9A
9 base miniatura de 7 patillas: B7G

Las cifras 4 (base B8A) y 6 y 7 (bases subminiatura) también se han empleado.

Ejemplos:

PCF806
pentodo triodo con base B9A para utilizar en cadenas de filamentos de 300 mA

EC90
triodo con base B7G y filamento de 6,3 V.

TUBOS ELECTRONICOS PROFESIONALES

El número de tipo de tubos electrónicos para equipos de transmisión, navegación o comunicaciones, o para aplicaciones industriales, consta de dos letras seguidas de un número de serie.

La primera letra clasifica el tubo en uno de los siguientes grupos:

X dispositivos electro-ópticos de elevado vacío
Y tubos de microondas y transmisión
Z tubos con atmósfera gaseosa

La segunda letra indica la función o trabajo del tubo de acuerdo con la siguiente lista:

Dispositivos electro-ópticos de elevado vacío

XM tubo de rayos catódicos generador de caracteres
XP tubo fotomultiplicador
XQ tubo de cámara
XR monoscopio
XS tubo de almacenamiento de carga de rayos catódicos
XT tubo visualizador de memoria
XX convertidor de imagen, intensificador de imagen

Tubos de microondas y transmisión de elevado vacío

YA diodo
YD triodo para transmisión industrial
YG tubo electrómetro, indicador de vacío
YH tubo de onda progresiva
YJ magnetrón
YK klistron
YL tetrodo o pentodo para transmisión o industria
YN oscilador de onda regresiva
YP multiplicador electrónico
YR amplificador de campo cruzado
YT tubo modulador de impulsos
YY rectificador de elevado vacío

Tubos con atmósfera gaseosa

ZA tubo indicador de cátodo frío, diodo conmutador, supresor de transitorios
ZB tubo de conmutación para microondas

ZC tubo disparador de cátodo frío
ZM tubo visualizador de caracteres de cátodo frío, tubo contador/visualizador de cátodo frío
ZP tubo contador Geiger-Muller, tubo contador proporcional
ZT tiratrón
ZX ignitrón
ZY rectificador con atmósfera gaseosa
ZZ tubo de referencia de tensión o regulador, tubo de descarga en corona.

El número de serie consta de cuatro cifras, la última cifra es un 0 para los tipos básicos; las variantes del tipo básico se indican con las cifras del 1 al 9.

Ejemplos:

YL1520
tetrodo para transmisión
ZM1083
tubo visualizador de caracteres, variante del ZM1080.

TUBOS DE RAYOS CATODICOS

El número de tipo consta ahora de una sola letra seguida de dos grupos de cifras y una o dos letras.

La primera letra indica la principal aplicación del tubo.

A tubo de imagen de televisión para aplicaciones domésticas
D tubo osciloscópico – trazo haz único
E tubo osciloscópico – haz múltiple
F tubo de imagen para radar – visión directa
M tubo de imagen para televisión profesional (excepto radar) – visión directa
P tubo de imagen para aplicaciones profesionales – proyección
Q explorador de punto volante

El primer grupo de cifras indica el diámetro o la diagonal de la pantalla luminiscente en cm:

7 representa una pantalla de 7 cm (3 pulgadas)
13 representa una pantalla de 13 cm (5 pulgadas)
47 representa una pantalla de 47 cm (19 pulgadas)
59 representa una pantalla de 59 cm (23 pulgadas)

El segundo grupo de cifras es un número de serie de tres cifras que indica un diseño o desarrollo particular. (En los primeros tipos se emplearon sólo dos cifras.) La última cifra es un 0 para tipos básicos; las variantes del tipo básico se indican con las cifras del 1 al 9.

El segundo grupo de letras indica las propiedades de la pantalla luminiscente.

La primera letra indica el color de la fluorescencia (o fosforescencia en el caso de pantallas de gran persistencia) de acuerdo con las normas Kelly para la designación de colores.

A púrpura-rojizo, púrpura, púrpura-azulado
B azul-purpúreo, azul, azul-verdoso
D azul-verde
G verde-azulado, verde, verde-amarillento
K verde-amarillo
L naranja, anaranjado-rosado
R naranja-rojizo, rojo, rosa, rosa-purpúreo, rojo-púrpureo
W blanco
X pantalla tricolor
Y amarillo-verdoso, amarillo, naranja-amarillento.

La segunda letra es una letra de serie para designar el tipo de fósforo especial. En el caso de fósforos para pantallas de televisión, las letras W y X se emplean sin una segunda letra.

Una rejilla interna se indica por medio de un sufijo de dos cifras separado de la letra final por una raya inclinada, por ejemplo: D13-450GH/01.

Los primeros tubos emplearon un sistema con dos letras precedidas de los números; la primera letra indicaba la clase de tubo, y la segunda, proporcionaba información sobre el tipo de fósforo empleado.

Ejemplos:

A47-26W
tubo de imagen para televisión con pantalla de 47 cm (19 pulgadas)
D7-190GH
tubo de rayos catódicos para osciloscopio, con haz único que tiene una pantalla de 7 cm con fósforo "GH".



F. ESTRADA VIDAL

EQUIPOS DE CONTROL Y MEDIDA PARA RADIO Y TV
Editorial Janzer, Apartado 918, Barcelona.
Un volumen de 154 págs. (21 x 15 cm). 1971

El montaje y ajuste de los aparatos de radio y de televisión requiere un instrumental muy preciso, conforme a las avanzadas técnicas que se aplican en las fábricas. Por este motivo, el técnico reparador, aunque posea una amplia experiencia y profundos conocimientos, se encuentra con que su trabajo no consigue la debida eficacia cuando los equipos de control y medida de que dispone no constituyen el medio adecuado para realizar su tarea con la necesaria precisión.

En esta obra se analizan los diversos equipos de control y medida para radio y televisión que existen actualmente, a fin de que el lector pueda elegir fácilmente el circuito que mejor se adapte a sus particulares necesidades. Los diferentes tipos de aparatos analizados son:

voltímetros	analizadores electrónicos transistorizados
miliamperímetros	transistómetros
analizadores universales	generadores de diversas clases

→



H. RICHTER

TECNICA MAGNETOFONICA
Editorial Paraninfo. Magallanes 21. Madrid-15.
Un volumen de 232 págs. (21 x 15 cm). 1972.

El sistema magnetofónico de registro de sonido ha alcanzado en pocos años una enorme difusión gracias a la comercialización de los aparatos de grabación y a las posibilidades de aplicación que ofrece (grabación de música, de textos, programas de radio, conferencias, dictados; métodos acústicos de enseñanza de idiomas, aplicación en enseñanza en general, etc.). Esta obra está destinada a introducir al lector en el campo técnico y de experimentación de la magnetofonía, sin necesidad de que posea profundos conocimientos en la materia. Además, no sólo se describe en la obra el funcionamiento de los aparatos y circuitos sino también la forma en que el fabricante resuelve sus problemas de construcción, tanto mecánicos como eléctricos.

En el primer capítulo se exponen en forma sencilla los conocimientos fundamentales; en el segundo se describen equipos y accesorios magnetofónicos industriales; el tercer capítulo se dedica a examinar la técnica de construcción de equipos magnetofónicos; el

→



J. VAZQUEZ DE ABARRATEGUI y F. VAZQUEZ DE IRIBARREN

FUNDAMENTOS DE ELECTRICIDAD Y MAGNETISMO
Ediciones Cedel, Apartado 5326. Barcelona.
Un volumen de 95 págs. (19 x 13 cm). 1972.

Obra elemental en la que se exponen nociones básicas de Electricidad y Magnetismo. Describe los elementos que intervienen en los circuitos electrónicos y magnéticos y examina los fenómenos que se producen en los mismos.

Resumen del índice:

Electricidad: Materia; Corriente eléctrica; Conductores y aisladores; Fuerza electromotriz; Resistencias: Ley de Ohm; Condensadores.

Magnetismo: Campo magnético; Sustancias paramagnéticas y diamagnéticas; Acciones entre campos magnéticos y corrientes; Inducción magnética; Intensidad de campo magnético; Flujo de inducción magnética; Inducción electromagnética; Corriente alterna; Comportamiento de las bobinas y condensadores; Autoinducción; Reactancia; Impedancia; "Q" de un circuito; Resonancia; Circuitos acoplados inductivamente; Transformador; Potencia de una corriente alterna.

capacímetros
ohmetros
medidores de potencia
distorsionómetros
sondas y puntos de prueba

milivoltímetros
cajas de sustitución de R y C
puentes de medida
miras de medida
miras electrónicas etc.

Las descripciones y análisis del esquema de estos aparatos, así como la indicación de los valores de los distintos componentes, facilitan al lector el montaje, ajuste y utilización de dichos equipos, a la vez que le instruyen acerca de cómo obtener de ellos el máximo rendimiento.

En resumen, una útil guía para el reparador de radiorreceptores y de televisores que desee construir su propio equipo de taller.

cuarto estudia los procesos de medición más destacables; el quinto presenta un compendio de diversas cuestiones de electroacústica en estrecha relación con el registro del sonido, y, finalmente, el sexto capítulo expone el campo de aplicación del registro magnético.

El estilo de la obra, así como la profusión de dibujos, esquemas y fotografías hacen que su lectura sea sumamente asequible. El radiotécnico hallará, pues, en este libro un útil instrumento para su trabajo como reparador y un medio agradable para ampliar sus conocimientos en la materia. Al final del libro se incluye un práctico índice alfabético de materias que permite la rápida localización en la obra de cualquier tema que se desee consultar.

1973

INDICE DEL VOLUMEN 12

Materiales. Componentes

Audiofrecuencia. Amplificación

Emisión. Microondas

Radio. Televisión

Regulación. Control

Tiristores

Varios

Guía de sustitución de:

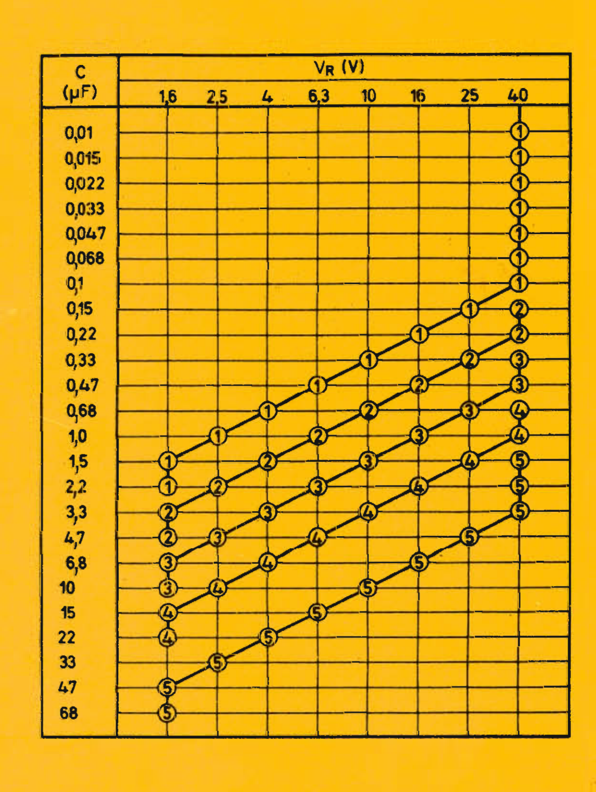


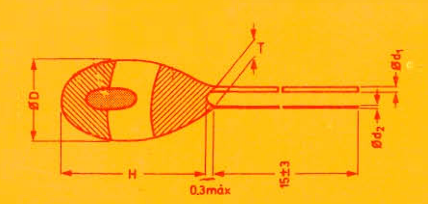
CONDENSADORES ELECTROLÍTICOS DE TÁNTALO

Estos condensadores han sido especialmente diseñados para aplicaciones que exigen dimensiones extraordinariamente reducidas y al propio tiempo una gran estabilidad y fiabilidad, por ejemplo, audífonos, relojes electrónicos, sistemas de vigilancia y numeración, etc.

Tienen forma de perla y constan de ánodo sinterizado, óxido de tántalo como dieléctrico y un cátodo sólido. Está recubierto con resina sintética. Los terminales están a un mismo lado, el de ánodo es más grueso y está dorado. Además en el condensador hay un punto de color y cuando este punto se ve con los terminales hacia abajo, el ánodo se encuentra a la derecha del punto.

Margen de capacidad nominal	0,01 a 68 µF
Tolerancia en capacidad nominal	-20/+20 %
Margen de tensión nominal (V_R)	1,6 a 40 V
Margen de temperatura	-55 a +85 ºC
Grado de humedad	
455 IEC68	21 días
H5 DEF5011	21 días
FPF DIN 40040	





Tamaño	Dmáx (mm)	Hmáx (mm)	T ± 0,3 (mm)	d_1 ± 0,05 (mm)	d_2 ± 0,03 (mm)
1	2	2,7	1	0,3	0,2
2	2	4	1	0,3	0,2
3	2	6	1	0,3	0,2
4	3,2	4,5	1,1	0,3	0,2
5	4	7,5	1,2	0,3	0,2